В.В.Домбровский, В.М.Зайчик

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Теория,
расчет,
элементы
проектирования

В.В.Домбровский
В.М.Зайчик

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Теория,
расчет,
элементы
проектирования



Ленинград
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
Ленинградское отделение
1990

ББК 31.261
Д66
УДК 621.313.33

Рецензент *Я. Б. Данилевич*

Редактор *Ю. В. Долгополова*

Домбровский В. В., Зайчик В. М.
Д66 Асинхронные машины: Теория, расчет, элементы проектирования.— Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990.— 368 с.: ил.
ISBN 5-283-04434-3

Изложены новые методы расчета и проектирования асинхронных машин. На базе решения задачи расчета электромагнитного поля разработаны методы учета насыщения магнитной цепи и вытеснения тока. Большое внимание уделено решению сложных задач с помощью ЭВМ.

Для инженеров-проектировщиков, научных работников, аспирантов и студентов старших курсов электромеханических специальностей.

Д $\frac{2202701000-128}{051(01)-90}$ 76—90 ББК 31.261

ISBN 5-283-04434-3

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемая вниманию читателей книга является пособием по расчету и проектированию асинхронных машин и адресована в первую очередь инженерам, занимающимся проектированием электрических машин и устройств электропривода, преподавателям вузов, студентам старших курсов электромеханических специальностей, а также специалистам, работающим в области программного обеспечения проектирования и расчетов электромеханического оборудования. Основой для создания книги послужил личный опыт авторов в области расчета и проектирования электрических машин, накопленный за многие годы практической работы и частично нашедший отражение в научной периодике за последние двадцать лет. Работая над книгой, авторы преследовали две главные цели. Первой из них было уточнение методов расчета и учет некоторых явлений, недостаточно учитывавшихся ранее в практике проектирования. Эта работа, по-видимому, будет продолжаться и далее, так как расширяющаяся область применения асинхронных машин и увеличивающееся разнообразие допустимых режимов их работы будут постоянно требовать дополнительных теоретических обобщений. Вследствие этого авторы стремились не только внести некоторые конкретные уточнения в методы расчета, но и указать пути внесения дальнейших уточнений.

Второй целью была демонстрация возможностей применения современных методов программирования к проектированию асинхронных машин и расчету режимов их работы. В настоящее время широкое внедрение персональных компьютеров и мини-ЭВМ в эксплуатацию непосредственно на рабочих местах конструкторов и технологов позволяет привлечь их к программированию научных и технических задач. Тем самым увеличивается в тысячи раз число разработчиков программ.

Кроме того, что еще важнее, специалисты получают возможность некоторого обобщения и закрепления своего неформального опыта в виде баз данных и правил экспертных оценок. Такое направление требует знакомства будущих конструкторов и технологов с элементами программирования задач проектирования электрических машин, усвоения некоторых приемов организации математического

обеспечения прикладных технических задач. На изложенном в книге материале авторы попытались продемонстрировать преимущества современного математического обеспечения перед теми программами, которые они разрабатывали еще десятилетие тому назад. Естественно, что для реальных программ, полностью реализующих процесс разработки электрической машины, в данной книге не могло хватить места. Однако приведенные в книге типовые программы решения некоторых задач проектирования могут быть использованы читателями для разработки программ практического проектирования как методическая основа, а кроме того, могут облегчить начинающему проектировщику разработку собственного математического обеспечения, ориентированного на специфику конкретного производства.

В ближайшие годы, по-видимому, удастся раздвинуть границы сегодняшнего применения вычислительной техники в процессе проектирования, однако авторы надеются, что изложенный материал сохранит свое дидактическое значение.

Главы 1, 2, 5 и 6 написаны авторами совместно, главы 3 и 4 написаны В. В. Домбровским, главы 7 и 8 — В. М. Зайчиком. Примеры программ расчетов составлены В. М. Зайчиком.

Все отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 191065, Ленинград, Д-65, Марсово поле, 1, Ленинградское отделение Энергоатомиздата.

Авторы

Глава первая

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И КОНСТРУКЦИЯ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

1-1. Принцип действия

Принцип асинхронного вращения металлического диска в магнитном поле, перемещающемся по окружности, был открыт в 1879 г. В. Бейли, а первый двухфазный асинхронный двигатель с медной болванкой в качестве ротора был построен и подробно исследован в 1885 г. Г. Феррарисом, сделавшим, однако, из результатов опытов неверный вывод о низком коэффициенте полезного действия такой машины. Применение асинхронного двигателя осложнялось еще тем, что по сравнению с машиной постоянного тока увеличивалось число проводов, питающих двигатель: для двухфазной машины нужно было четыре провода. Поэтому практическое применение асинхронного двигателя началось лишь после изобретения М. О. Доливо-Добровольским в 1888 г. трехфазной системы электропередачи переменного тока без нулевого провода и трехфазного асинхронного двигателя с шихтованным стальным сердечником и медной короткозамкнутой клеткой ротора, развившего номинальную мощность при низком скольжении и высоком КПД. Постройка, испытание и эксплуатация в 1891 г. трехфазной линии электропередачи из Лауффена во Франкфурт-на-Майне длиной 175 км, питавшей асинхронный двигатель мощностью 100 л. с. (73,6 кВт), окончательно доказала технико-экономические преимущества как системы трехфазного тока, так и асинхронного двигателя в области передачи, распределения и применения электроэнергии.

Все вращающиеся электрические машины, преобразующие механическую энергию в электрическую (генераторы) или электрическую энергию в механическую (двигатели), обладают некоторыми общими свойствами. Одним из таких свойств является взаимная неподвижность полей, образованных обмотками статора и ротора, в установившемся режиме работы. В машине постоянного тока поле индуктора неподвижно в пространстве, а протекающий в обмотке якоря и выпрямляемый коллектором переменный ток, частота которого f соответствует частоте вращения якоря n и числу пар полюсов p ($f = pn/60$), образует вращающееся относительно якоря в обратную сторону с частотой $\omega = -2\pi f$ магнитное поле реакции якоря, максимум которого ориентирован под углом ψ

к оси индуктора. При установке щеток на нейтрали между полюсами $\psi = \pi/2$. Поле реакции якоря, следовательно, неподвижно относительно поля индуктора в установившемся режиме. Вращающееся поле индуктора в синхронной машине и поле реакции обмотки статора, образованное многофазной системой токов, также взаимно неподвижны, и оба вращаются с синхронной скоростью, а расположение их максимумов зависит от режима нагрузки.

В асинхронной машине обмотка статора создает магнитное поле, вращающееся с синхронной частотой ω_1. Если ротор вращается с такой же синхронной круговой частотой, то в его обмотке при установившемся режиме не наводится никакой ЭДС, так как амплитуда магнитного поля в установившемся режиме не меняется, а скорость поля относительно ротора равна нулю. Если же ротор вращается с частотой ω_2, меньшей или большей синхронной, то скорость поля статора относительно ротора будет $\omega_1 - \omega_2 = s\omega_1$. Величина $s = 1 - \omega_2/\omega_1$ называется скольжением и может теоретически принимать значения от $-\infty$ до $+\infty$. Частота ЭДС, наводимой полем статора в обмотке ротора, составляет $s\omega_1$. Токи частоты $s\omega_1$, протекающие в обмотке ротора, создают поле, вращающееся относительно ротора с частотой $s\omega_1$ и, стало быть, с частотой $\omega_1(1-s) + \omega_1 s = \omega_1$ относительно статора, т. е. с синхронной частотой. Следовательно, поля статора и ротора асинхронной машины в пространстве взаимно неподвижны, как и в любой другой электрической машине.

Мощность, передаваемая электромагнитным полем со статора на ротор, $P_{эм}$ меньше мощности P_1, подводимой к статору, на величину потерь в статоре: $P_{эм} = P_1 - p_1$. Мощность, передаваемая на вал двигателя, P_2', в свою очередь, меньше $P_{эм}$ на потери в обмотке ротора p_2 $(P_2' = P_{эм} - p_2)$. Она равна сумме полезной мощности P_2 и механических потерь в подшипниках и на вентиляцию, включая потери на трение ротора о газ или жидкость, заполняющую корпус машины. Условие баланса мощностей может быть записано в следующем виде:

$$P_{эм} = \omega_1 M_{эм} = (1-s)\,\omega_1 M_{эм} + p_2. \qquad (1\text{-}1)$$

Отсюда следует, что, во-первых, $p_2 = s\omega_1 M_{эм} = sP_{эм}$ и, во-вторых, $M_{эм} = p_2/(\omega_1 s)$. Иначе говоря, чем больше скольжение, тем выше потери в обмотке ротора p_2 в долях передаваемой мощности $P_{эм}$. Если учесть, что номинальный момент на валу M_2 и полезная мощность $P_2 = (1-s)\,\omega_1 M_{эм} - p_{мх}$ незначительно отличаются от момента $M_{эм}$ и мощности P_2', то можно считать, что полезный момент на валу асинхронной машины является функцией скольжения.

Асинхронная машина может работать как двигателем, так и генератором. Физические соображения показывают, что при нулевом скольжении на ротор не передается мощность, потери в нем равны нулю, а следовательно, и полезная мощность равна нулю. Такой

режим может существовать, если механические и вентиляционные потери покрываются с вала машины, т. е. идеальный холостой ход $(s = 0)$ может быть только в режиме генератора. При реальном холостом ходе в режиме двигателя $(s = s_0 \ll 1)$ вся мощность, передаваемая на ротор, равна механическим и вентиляционным потерям. При скольжении, равном единице (ротор заторможен), полезная мощность также равна нулю, т. е. вся передаваемая на ротор мощность выделяется в виде потерь в его обмотке.

В генераторном режиме ротор асинхронной машины может приводиться во вращение первичным двигателем. Поскольку мощность в этом случае поступает в сеть, т. е. меняет знак, так же как и момент, то ясно, что скольжение тоже должно поменять знак: $M_{эм} = p_2/(\omega_1 s)$, т. е. стать отрицательным, так как потери знака не меняют, а частота вращения ротора должна превысить синхронную частоту вращения. Если же ротор асинхронной машины вращается в обратную сторону, то скольжение не меняет знака, однако становится больше единицы и двигатель, продолжая потреблять энергию из сети, тормозится. Такой режим называется режимом электромагнитного тормоза и имеет место при реверсах противовключением. Диапазон скольжений, соответствующих различным режимам работы, показан на рис. 1-1.

Во всех установившихся режимах работы асинхронной машины — двигателем, генератором или электромагнитным тормозом — при постоянной частоте питающей сети активная мощность, потребляемая из сети или отдаваемая в сеть, и мощность, потребляемая с вала или отдаваемая на вал, реактивная мощность, потребляемая из сети, коэффициент мощности, потери и коэффициент полезного действия, токи статора и ротора, вращающий момент на валу — все эти величины являются функциями скольжения. Зная эти зависимости, можно рассчитать рабочие характеристики двигателя или генератора в любом установившемся режиме. Кроме установившихся, при эксплуатации асинхронной машины могут иметь место и переходные режимы: резкие изменения амплитуды и фазы напряжения питающей сети, внезапные короткие замыкания и их отключения, пуски, реверсы и т. п. Возможна также работа асинхронной машины при несимметрии питающего напряжения или его несинусоидальной форме, более или менее длительные перегрузки и другие анормальные режимы. Расчет переходных и анормальных режимов работы требуется для определения надежности асинхронной машины в заданных условиях эксплуатации.

Как следует из уравнения (1-1) и вытекающих из него формул, чем выше скольжение, тем выше потери в роторе; следовательно, изменяя потери в роторе, можно регулировать скольжение, т. е. частоту вращения ротора. Простейший способ — это включить в цепь ротора внешнее сопротивление, которое можно регулировать. Если момент на валу ротора постоянный, а потери в роторе возросли, то скольжение должно возрасти, т. е. частота вращения

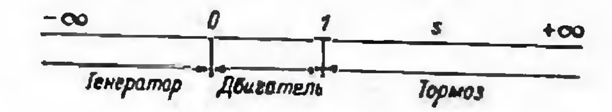


Рис. 1-1. Диапазон изменения скольжения асинхронной машины в различных режимах ее работы

ротора должна уменьшиться. При уменьшении внешнего сопротивления в цепи ротора частота вращения будет возрастать. Однако этот способ регулирования неэкономичен из-за относительно высоких потерь, выделяющихся в добавочном сопротивлении, и применяется главным образом при пуске двигателей механизмов с высоким пусковым моментом. Вместо этого можно подать на зажимы ротора напряжение частоты скольжения. Если его значение $\dot{U}_2$, это равносильно включению в цепь ротора сопротивления, падение напряжения на котором составляет $-\dot{U}_2$. Машина, на зажимы обмотки ротора которой подается напряжение с некоторой частотой f_2 и амплитудой $\dot{U}_2$, называется машиной двойного питания. Так как поля статора и ротора взаимно неподвижны, то, подав на зажимы обмотки ротора напряжение прямой последовательности, создающее поле, вращающееся в ту же сторону, что и поле статора, мы получим, что при изменении частоты тока в роторе от нуля до f_1 частота вращения ротора изменится от ω_1 до нуля. Если частота тока в роторе в этом случае превысит частоту тока в статоре, сам ротор начнет вращаться в обратную сторону. При токе обратной последовательности в роторе мы получим, что скорость ротора меняется от синхронной до сколь угодно большой (теоретически). В машине двойного питания требуется конструкция ротора с кольцами. Наконец, можно регулировать частоту вращения ротора, изменяя частоту питания статора, т. е. подавая на статор напряжение от устройства, позволяющего регулировать частоту. Этот способ выгоден энергетически и не требует скользящих контактов в роторе, а также иных усложнений конструкции асинхронной машины.

Важнейшим конструктивным преимуществом асинхронной машины является простота исполнения ротора: его обмотка не соединяется с сетью или с независимым источником питания и в подавляющем большинстве случаев может быть выполнена в виде короткозамкнутой неизолированной клетки — «беличьего колеса». Это преимущество обусловило широкое применение асинхронной машины в качестве двигателя.

Перечислить все области применения асинхронных машин в наше время затруднительно. Диапазон мощности асинхронных двигателей составляет величину от долей ватта до десятков тысяч киловатт, частоты вращения — от нескольких оборотов в минуту до десятков тысяч, частоты питания — от нескольких герц до килогерц, напряжения — от 6 В до 10 кВ. Их изготовляют для самых различных условий работы: в нормальных помещениях, на открытом воздухе, в шахтах, под водой, в атмосфере вредных паров и газов, в буровых скважинах, для установки внутри различных механизмов или на движущихся их частях и т. п. Условия эксплуатации и режимы работы в существенной степени определяют конструкцию асинхронной машины; кроме них на конструкцию влияют номинальные данные машины: ее мощность и частота вращения, определяющие габаритные размеры и, следовательно, конструкцию и технологию изготовления.

1-2. Основные конструктивные элементы асинхронной машины

В электрической машине условно различают так называемые активные части, в которых протекают электромагнитные процессы, и конструктивные части, которые служат для крепления или взаимного перемещения активных частей, для их охлаждения и т. п. К активным частям относится электрическая (обмотки) и магнитная цепь (сердечники статора и ротора); к конструктивным — корпус статора, щиты, подшипники, вал и остов ротора, вентиляторы и т. п. Если через корпус или вал замыкается магнитный поток, то они относятся к активным частям.

Магнитная цепь асинхронной машины обычно имеет цилиндрическую форму, хотя в специальных случаях может иметь и дисковую форму, которую мы не будем рассматривать. Вдоль образующих цилиндров параллельно оси сердечников или под некоторым углом к ней располагаются пазы для размещения обмотки. Для уменьшения потерь в сердечниках статоров их делают шихтованными из тонких листов электротехнической стали, вырубаемых штампами. При наружном диаметре сердечника менее 1000 мм он изготовляется в виде цельной вырубки (рис. 1-2), при бо́льших диаметрах сердечник собирается вперекрой из отдельных листов, имеющих форму кругового сектора (рис. 1-3); в технической литературе их часто называют сегментами. Лист каждого слоя сдвинут относительно листа ближайших слоев на величину перекроя, обычно составляющую от $^1/_5$ до $^1/_2$ его хорды. Хотя частота переменного тока и поля в роторе при номинальном режиме составляет обычно не более 2—3 % частоты поля в статоре, сердечники роторов также в большинстве случаев делают шихтованными, во-первых, для уменьшения поверхностных потерь и, во-вторых, из-за простоты и относительной дешевизны такой конструкции.

Сборка сердечников — шихтовка — производится либо непосредственно в корпусе статора или на остове ротора, либо в специальном приспособлении, не вынимая из которого собранный сердечник, можно затем поместить его в корпус статора или на вал ротора. Для сборки и крепления к корпусу в каждом листе статора

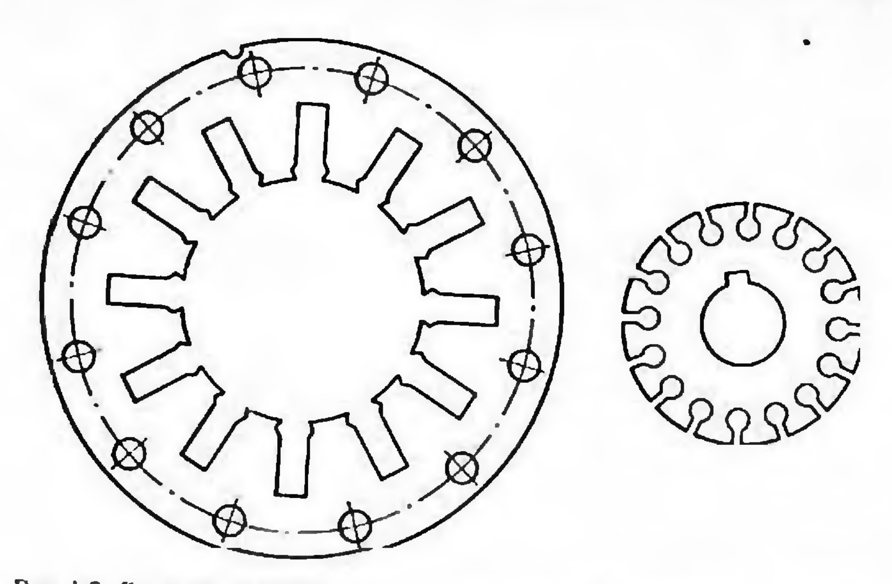


Рис. 1-2. Листы сердечников асинхронных двигателей при сплошной вырубке

делаются пазы под элементы крепления: шпильки, ласточкины хвосты и т. п. (см. рис. 1-2, 1-3).

Форма пазов, вырубленных в листах сердечников, зависит от типа применяемой обмотки и, следовательно, от ее напряжения и тока. Различные применяемые в асинхронных машинах формы пазов статора и ротора будут показаны ниже (см. § 4-1). Размеры закруглений в углах и скосов в клиновой части паза, так же как и размеры пазов для крепления листов на корпусе статора или остове ротора, обычно стандартизованы, другие размеры паза, как правило, изменяются дискретно, что позволяет ограничить разнообразие инструмента при штамповке и сборке стали. При сборке сердечника в пазы его закладываются сборочные калибры, точно соответствующие размерам паза.

Когда объем производства электрических машин вообще и асинхронных в частности был относительно невелик, широко применялись закрытые пазы в сердечниках, обмотка в которые укладывалась «впротяжку». Машины с закрытыми пазами имели хороший КПД и коэффициент мощности, однако механизировать обмоточные работы при этом было невозможно, вследствие чего от протяжных обмоток и закрытых пазов статоров пришлось отказаться.

В процессе сборки шихтованного сердечника его в зависимости от длины один или несколько раз прессуют для уплотнения и повышения коэффициента заполнения сердечника сталью, а в спрессованном состоянии сердечник удерживается нажимными устройствами, представляющими собой кольцевые плиты. В машинах

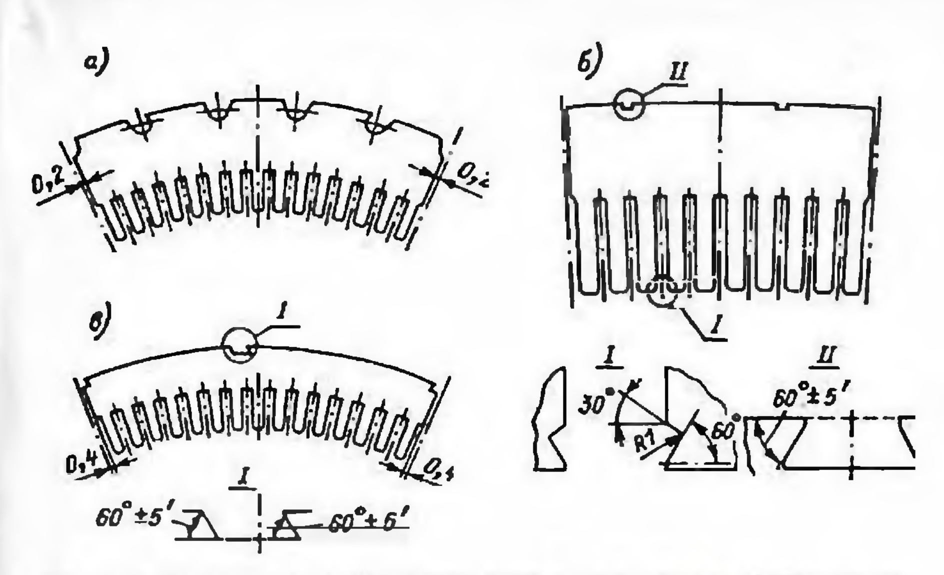


Рис. 1-3. Листы сердечников статоров асинхронных двигателей при сборке вперекрой: на шпильках (а); на клиньях различной формы (б) и (в)

небольшого размера достаточно только этих плит, а чтобы зубцы сердечника не «распушались», крайние листы с обеих сторон выполняются из более толстой стали. С ростом размеров этого становится недостаточно и плиты снабжаются пальцами, сжимающими сердечник в зубцовой зоне; пальцы можно изготовить, профрезеровав в плите пазы, как в сердечнике, но несколько шире и глубже, или приварив отдельные пальцы к плите, а потом обработав всю конструкцию начисто. В особо крупных по размеру машинах вместо цельных плит устанавливаются отдельные плиты в виде секторов.

Сами нажимные устройства стягиваются сквозными шпильками или закрепляются кольцевыми шпонками. Для улучшения качества прессовки зубцового слоя в крупных машинах устанавливаются отжимные болты.

Различные конструкции крепления сердечников показаны на общих видах синхронных машин, приведенных на рис. 1-4.

Шихтованный сердечник статора или ротора в большинстве асинхронных машин общепромышленного назначения охлаждается воздухом. Как известно, потери в стали при постоянной индукции магнитного поля пропорциональны кубу линейных размеров, а поверхность охлаждения — квадрату линейных размеров. Поэтому только в машинах относительно небольшой мощности потери отводятся с внутренней и с наружной поверхностей сердечника (рис. 1-4, а). Начиная с определенных размеров сердечник делится по длине на отдельные пакеты шириной 40—50 мм, между которыми устраиваются каналы шириной чаще всего 10 мм, хотя в не-

которых случаях целесообразно уменьшить их ширину. Для формирования каналов применяются дистанционные распорки, привариваемые с помощью точечной сварки к крайним листам в каждом из пакетов сердечника: сами эти листы делаются с несколько большими пазами по сравнению с остальными листами и чаще всего изготовляются из стали, к которой легче приварить распорку. Сама распорка в сечении имеет прямоугольную или двутавровую форму, причем делать ее из немагнитной стали (для уменьшения потерь) выгодно в достаточно мощных машинах.

Если по условиям работы машины радиальное движение воздуха по каналам в сердечнике невозможно или нецелесообразно, то применяют аксиальную систему вентиляции, поверхность при этом увеличивается за счет осевых каналов в зубцах и ярмах сердечников. Естественно, что чем длиннее сердечник и чем больше требуемый расход газа через него, тем труднее реализовать аксиальную систему вентиляции так, чтобы она оказалась равноценной радиальной системе. Иногда оба вида вентиляции сочетают друг с другом (рис. 1-4, *б, в*).

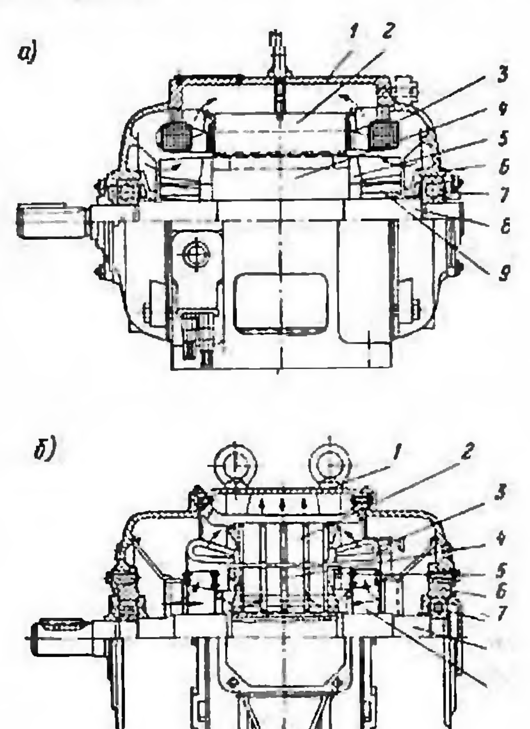


Рис. 1-4.

Асинхронные двигатели, предназначенные для работы при высокой частоте вращения (3000 об/мин и более), иногда приходится выполнять с массивным ротором, изготовленным из поковки особо прочной стали, иначе не обеспечить требуемую прочность ротора.

в)

г)

Рис. 1-4.

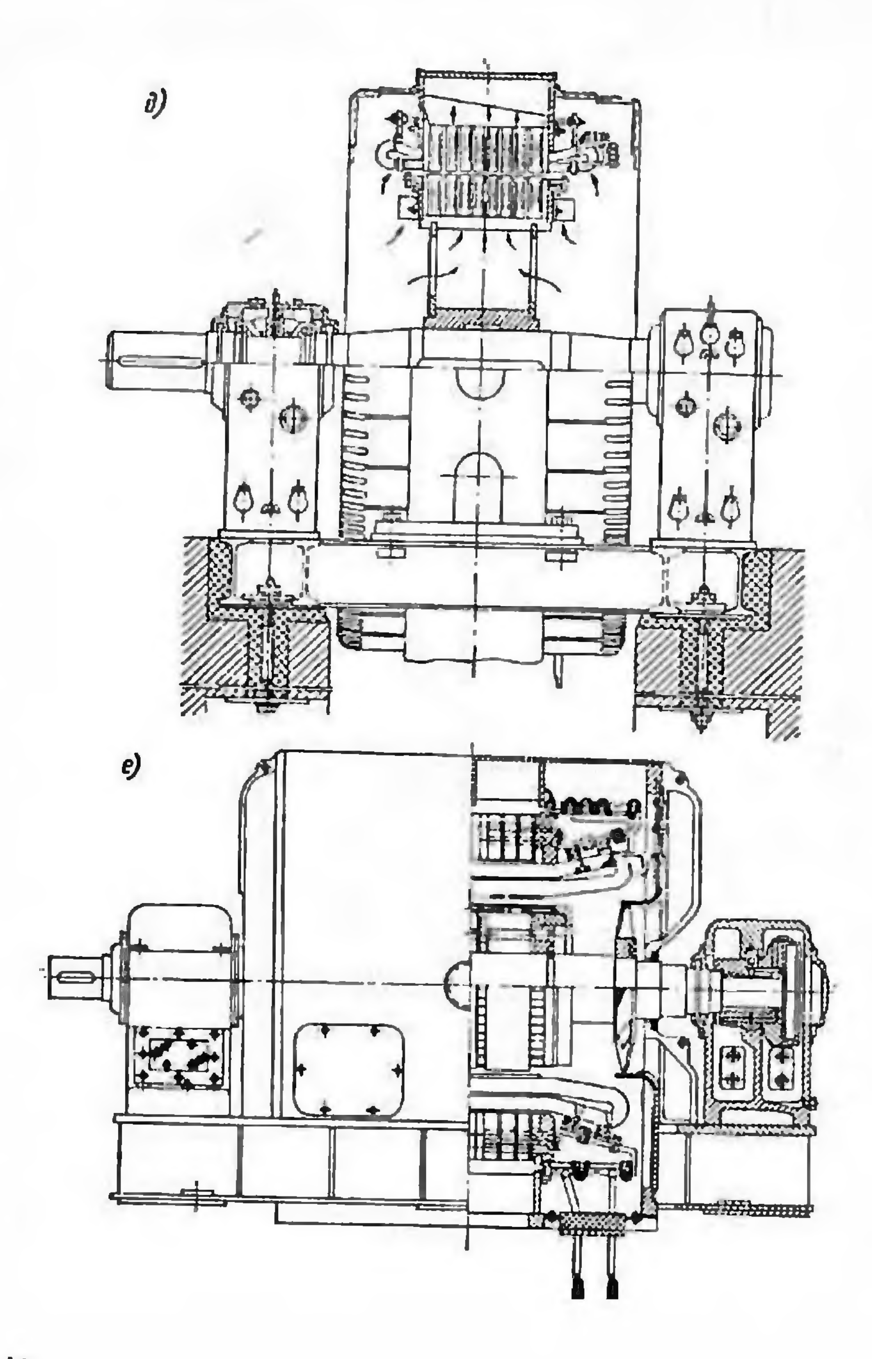


Рис. 1-4. Примеры исполнений асинхронных двигателей различной мощности и частоты вращения

1 — корпус статора; 2 — сердечник статора; 3 — обмотка статора; 4 — сердечник ротора; 5 — обмотка ротора; 6 — торцевой щит; 7 — подшипник; 8 — вал; 9 — вентилятор

а — двигатель мощностью несколько киловатт с синхронной частотой вращения 1500 об/мин, с сердечником, не разделенным на пакеты, литым корпусом статора и литыми торцевыми щитами, с «мягкой», всыпной однослойной обмоткой статора, с литой алюминиевой клеткой ротора, литыми заодно с клеткой вентиляторными лопатками, с шарикоподшипниками и разомкнутой схемой вентиляции

б — двигатель мощностью до 100 кВт с частотой вращения 1000 об/мин, с сердечником, разделенным на пакеты, с литым корпусом и литыми торцевыми щитами, с катушечной шаблонной «жесткой» обмоткой статора, с клеткой ротора, изготовленной из медных шин, приваренных к короткозамыкающим кольцам, с двумя центробежными вентиляторами, снабженными конфузорами, с радиально-осевой разомкнутой схемой вентиляции и с подшипниками качения;

в — двигатель мощностью около 1000 кВт с частотой вращения 600 об/мин, со сварным корпусом статора и стояковыми подшипниками скольжения без принудительной смазки, установленными на общей раме, с двойной короткозамкнутой клеткой ротора, с радиально-осевой разомкнутой системой вентиляции;

г — тот же двигатель, что на рис. 1-4, *в*, но с фазной обмоткой ротора и с контактными кольцами;

д — двигатель, по параметрам и номинальной мощности близкий к двигателям, показанным на рис. 1-4, *в* и *г*, но более тихоходный (375 об/мин), что потребовало другой конструкции ротора — с остовом в виде втулки, к которой приварены два диска, соединенные друг с другом осевыми ребрами, на которых собирается сердечник ротора с помощью стяжных шпилек;

е — двигатель мощностью 400 кВт с высокой частотой вращения (3000 об/мин), со сварным корпусом и сварными торцевыми щитами, со стояковыми подшипниками с принудительной смазкой, с сердечником ротора, насаженным на вал, с медной клеткой ротора из стержней специального сечения, сваренных с медными кольцами, усиленными с помощью бандажных колец, с осевыми вентиляторами и замкнутой системой вентиляции

В таких роторах, если они содержат обмотку, пазы для последней сверлятся, а магнитный сердечник ротора представляет одно целое с валом.

Обмотки статоров асинхронных машин относительно небольшой мощности и размеров, составляющих основную массу применяемых в промышленности, в сельском хозяйстве, в бытовой технике асинхронных двигателей, выполняются по типу всыпных. Такие обмотки (рис. 1-4, *а*) укладываются в полузакрытые пазы, открытие которых значительно уже средней ширины паза. Обычно через открытие такого паза может пройти только один проводник. Катушка всыпной обмотки (их еще называют обмотками с мягкими секциями) изготовляется из круглого провода, собственная изоляция которого является витковой изоляцией. Такой провод при ручном или полумеханизированном изготовлении обмотки наматывается на шаблон, затем катушка (секция) снимается с шаблона и каждый виток опускается по очереди в паз (всыпается) через от-

носительно узкую верхнюю часть паза. В паз предварительно укладывается мягкая гильза из изоляционного материала (коробочка), служащая корпусной изоляцией. Иногда роль корпусной изоляции выполняет слой изоляционного покрытия сердечника. После укладки всех катушек в пазы их лобовые части стягиваются шнуром или лентой, а затем весь статор может подвергнуться пропитке в лаке или изоляционном компаунде, которые, застывая или полимеризуясь, придадут обмотке необходимую дополнительную прочность. При массовом производстве намотка и укладка в сердечник обмотки такого типа производится одновременно на специальных автоматизированных намоточно-укладочных станках.

В более мощных машинах, а также в машинах с напряжением выше 1000 В и при относительно небольшой мощности применяются обмотки с жесткими секциями. Катушка такой обмотки состоит из нескольких (не менее двух) витков, изолированных друг от друга, каждый из которых содержит один или несколько (редко больше четырех) параллельно включенных проводников. Число параллельно включенных проводников зависит от тока витка: при большом сечении одного проводника виток трудно наматывать. После намотки заготовки катушки («лодочки») на специальном станке ее растягивают и формуют на шаблоне. Затем накладывается витковая изоляция (если ею не служит собственная изоляция провода, из которого намотана катушка) и корпусная изоляция, после чего катушка подвергается термообработке. Типичная готовая катушка обмотки статора показана на рис. 1-5. Изоляция таких катушек выполняется из нескольких слоев стеклослюдинитовых лент, пропитанных связующим составом. За последние годы практически во всем мире изоляция на высокие напряжения пропитывается связующими, основу которых составляют полиэфирные и эпоксидные смолы. Смолы эти, полимеризуясь, становятся весьма прочными и жесткими, что затрудняет укладку обмотки в пазы, так как при укладке необходимо в большей или меньшей степени (тем в меньшей, чем больше число пар полюсов и диаметр) деформировать катушку в ее головке. Чтобы избежать этого, применяют различные технологии: изолируют головки катушки после укладки; выполняют изоляцию лобовых частей из материала с повышенной эластичностью, проводят предварительную полимеризацию катушки в пресс-форме или пресс-планках, а окончательную — уже после укладки обмотки в машину. Наибольшее распространение получила технология, называемая в нашей стране «монолит». При этой технологии катушки обмотки изолируются сухими стеклослюдинитовыми лентами, после чего испытываются на электрическую прочность и помещаются в статор. После испытания собранной обмотки в статоре или в промежуточном корпусе с сердечником он весь целиком погружается в автоклав с изоляционным компаундом, вакуумируется для удаления газов из изоляции обмотки и про-

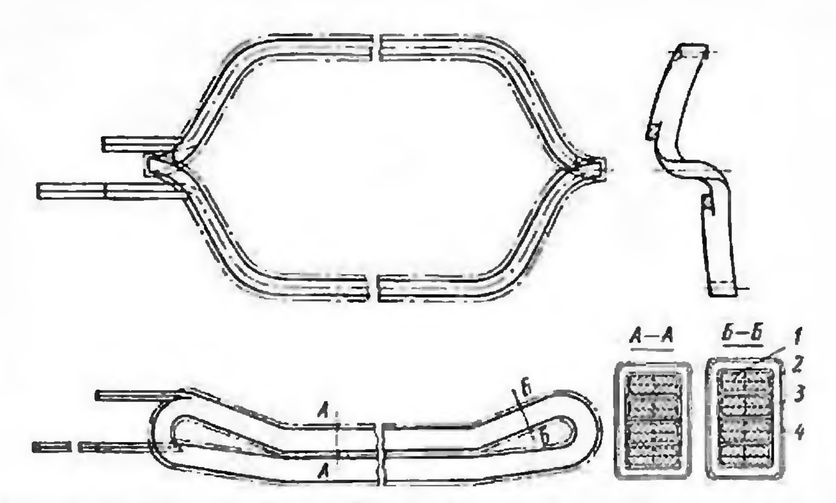


Рис. 1-5. Катушка многовитковой обмотки статора асинхронного двигателя на напряжение 3000—10 000 В

1 — обмоточный провод; 2 — витковая изоляция, 3 — корпусная изоляция; 4 — покровная лента

питывается под давлением, а потом либо помещается в специальный подогреваемый сосуд для окончательной полимеризации изоляции, либо сам превращается в такой сосуд, для чего статор с торцов закрывают навесными кожухами со встроенными подогревателями и вентиляторами. Механическая прочность и теплопроводность такой изоляции весьма высокая. Чтобы избежать трудностей с ремонтом обмотки, полость пазов статора покрывают специальной обмазкой или пленкой, уменьшающей адгезию связующего к металлу. При высокой культуре производства срок службы обмотки, изолированной по технологии «монолит», достаточно велик и при повреждении обмотки выгоднее заменить целый статор, нежели ремонтировать такую обмотку на месте. Применение «монолита» ограничивается только габаритами и объемом выпуска машин: для небольшого числа машин крупных размеров невыгодно строить автоклав.

В весьма мощных машинах, где ток в одной параллельной ветви обмотки статора составляет не менее 1000 А, становится выгодным применение стержневых (одновитковых) обмоток, однако в асинхронных машинах их применение настолько редко, что мы отсылаем читателя к литературе по синхронным машинам [1—3]. Обмотка статора в пазах удерживается клиньями, изготовленными обычно из изоляционного материала. Клинья выдерживают усилие заклиновки, которое необходимо, чтобы обмотка не вибрировала в пазах и изоляция ее не изнашивалась. Для более плотного крепления обмотки в пазах применяются в весьма крупных машинах прокладки из волнистого полупроводящего материала, с по-

мощью которых обеспечивается равномерное уплотнение в общем неровной стороны катушки в неровном пазу. Кроме того, клинья должны выдерживать усилия, действующие на обмотку при внутриобмоточных коротких замыканиях. Так как в настоящее время протяжные обмотки и закрытые пазы в крупных машинах не применяются из-за их нетехнологичности, то для уменьшения пульсаций индукции в зазоре и вызванных этими пульсациями потерь применяют магнитные клинья в пазах статора. Эти клинья изготовляют из магнитодиэлектрика с магнитной проницаемостью от 5 до 15 μ_0. Магнитные клинья должны очень надежно крепиться в пазах, так как на них постоянно действуют знакопеременные силы, вызванные переменным магнитным полем. Такое крепление, как и уплотнение обмотки в пазах, лучше всего достигается при технологии изолировки статора по типу «монолит». В принципе при этой технологии возможно и бесклиновое крепление обмотки за счет склеивания ее изоляции с сердечником статора.

Конструкции сердечников роторов практически аналогичны конструкциям сердечников статоров за исключением некоторых особенностей крепления. Ярмо сердечника ротора асинхронного двигателя, как правило, относительно шире, чем сердечника статора, так как должно выдерживать центростремительные силы при вращении. Кроме того, сквозь ярмо шихтованного сердечника ротора часто проходят стяжные шпильки, обеспечивающие его прессовку (см. например, рис. 1-6, *в*), или в нем устраиваются аксиальные отверстия для подачи воздуха (см. рис. 1-4, *в*) при общей радиальной схеме вентиляции. Как правило, шихтованный сердечник ротора, собранный непосредственно на его остове или в отдельном приспособлении, устанавливается на вал или на остов ротора с натягом, который обеспечивает надежное соединение сердечника и вала ротора при разгоне до максимальной частоты вращения. Предварительный натяг достигается либо предварительным разогревом сердечника, либо его расклиновкой на остове, либо расклиновкой после нагрева. Различные конструкции остовов роторов и способы крепления сердечников крупных машин показаны на рис. 1-6. Для облегчения ротора и упрощения его обработки а также для улучшения условий вентиляции применяются различной формы оребрения валов, показанные на рис. 1-7.

Обмотки роторов асинхронных машин выполняются двух типов: многофазные и короткозамкнутые. Первые представляют собой изолированные от корпуса обмотки, чаще всего трехфазные (хотя в начале нашего века применялись и двухфазные) обмотки, концы фаз которых выведены на контактные кольца, расположенные на роторе (см. рис. 1-4, *г*).

Эти обмотки выполняются обычно стержневыми (одновитковыми) волновыми (рис. 1-8). К контактным кольцам через щетки подводятся зажимы пусковых реостатов, включаемых в цепь ротора во время пуска или торможения. Так как при пуске или тор-

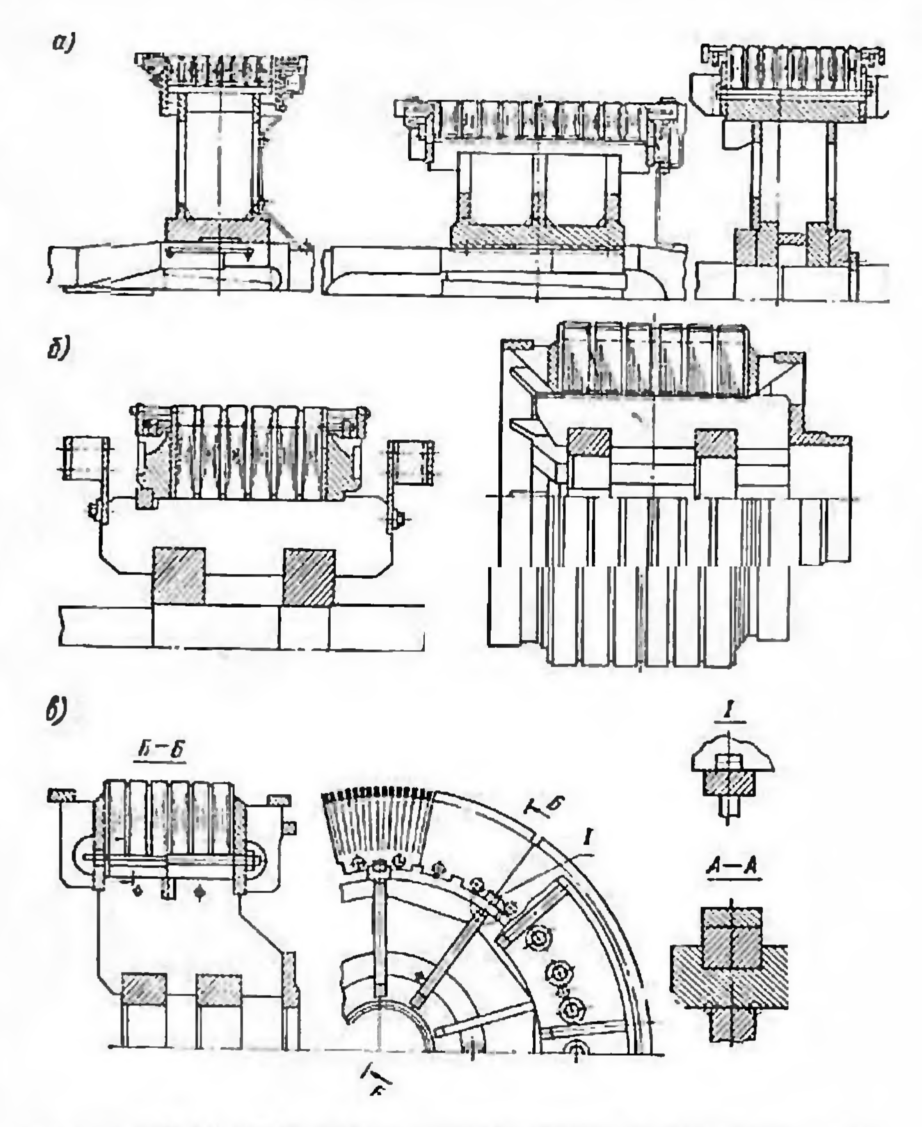


Рис. 1-6. Различные конструкции остовов роторов крупных асинхронных машин: *а* — с втулкой, насаживаемой на вал, двумя или тремя дисками и наружными ребрами или наружной оболочкой со сборкой сердечника на остове и расклиновкой сердечника на остове встречными клиньями; *б* — со втулкой в виде двух колец и без дисков, с посадкой сердечника на ребра или со сборкой непосредственно на ребрах остова ротора без расклиновки; *в* — конструкция с расклиновкой сердечника на остове радиальными и тангенциальными клиньями, чередующимися друг с другом

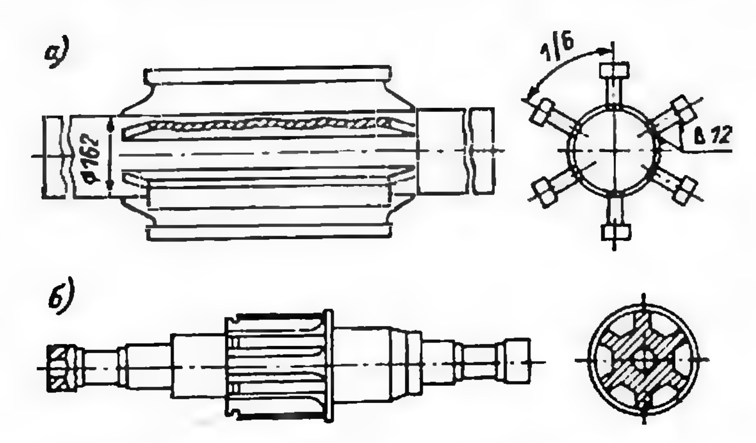


Рис. 1-7. Валы, снабженные ребрами для посадки сердечников роторов и формирования вентиляционных осевых каналов: *а* — ребра, приваренные к валу, *б* — ребра, выфрезерованные в утолщенной части вала

можении внешнее сопротивление реостата, включенного в обмотку ротора, должно меняться в зависимости от частоты скольжения, то реостаты выполняются многоступенчатыми и их ступени переключаются в процессе пуска. После завершения пуска контактные кольца замыкаются специальным короткозамыкающим устройством, действующим под влиянием центробежных сил. В машинах двойного питания, упоминавшихся в § 1-1, роторы выполняются с многофазной обмоткой, выведенной на контактные кольца, к которым подсоединяется источник питания. Возможно также размещение источника питания непосредственно на валу: в этом случае контактные кольца не нужны, но конструкция еще сложнее.

Наиболее распространенная конструкция обмотки ротора — это короткозамкнутая клетка. В зависимости от требуемых рабочих и пусковых характеристик машины конструкция короткозамкнутой клетки может быть различной и выполняться она может из разных материалов. Наиболее часто применяются клетки из меди или алюминия. Форма пазов и проводников этих клеток чаще всего круглая. При повышенных требованиях к пусковому моменту материалом клетки может быть латунь, однако при этом несколько падает коэффициент полезного действия в номинальном режиме. Повы-



Рис. 1-8. Катушка волновой стержневой обмотки фазного ротора

шенные требования к пусковому моменту можно удовлетворить, сделав ротор с глубоким пазом или применив двойную беличью клетку: две обмотки ротора, одна из которых обладает повышенным сопротивлением. Эта клетка расположена ближе к наружной поверхности ротора («верхняя») и делается обычно из латуни или бронзы, а вторая — «нижняя» изготовляется из хорошо проводящего материала, чаще всего из меди. При пуске распределение токов между клетками таково, что в основном нагружена верхняя, а к концу пуска и в номинальном режиме — нижняя клетка.

Глубокие пазы ротора различной формы применяются с той же целью, что и двойные клетки: повысить пусковой момент за счет вытеснения тока в верхнюю часть паза. При частоте 50 Гц глубина проникновения поля в медь — около 10 мм, в алюминий — около 13 мм. В такой части стержня по высоте, считая от его верхней кромки, и распределяется рабочий ток, а также выделяется основная часть потерь при пуске. Вследствие вытеснения возрастает начальное пусковое сопротивление обмотки ротора, потери в нем и, следовательно, пусковой момент $M_{эм} = p_2/(\omega_1 s)$. По мере разгона двигателя и уменьшения скольжения потери в роторе снижаются, но падает и скольжение, так что момент остается на достаточно высоком уровне, а при подходе к критическому скольжению — начинает возрастать и достигает максимального значения. Потери в двигателе с глубоким пазом в номинальном режиме возрастают несущественно по сравнению с двигателем обычного типа. Среди глубокопазных обмоток преобладают конструкции с прямоугольными пазами как наиболее простые, но имеют большое распространение конструкции с пазами, сужающимися кверху: клиновидными, бутылочными и т. п. Такие конструкции позволяют получить еще большую кратность пускового момента по сравнению с номинальным. Конструкции короткозамкнутых клеток роторов асинхронных машин определяются не только требованиями, предъявляемыми к их пусковым или рабочим характеристикам, но и технологией изготовления. Относительно небольшие по размеру клетки роторов производятся путем заливки алюминиевого сплава в пазы собранного сердечника ротора, установленного в специальном приспособлении, представляющем собой литейную форму. В этой же форме отливаются не только стержни и кольца клетки ротора, но и сделанные заодно с кольцами вентиляторные лопатки (см. рис. 1-4, *а*). Форма пазов ротора может при такой технологии быть практически любой: алюминиевые сплавы заполняют хорошо даже пазы сложной формы.

В крупных машинах обычно используется клетка, изготовленная из прутков или шин, полученных методом прокатки или волочения. Поперечное сечение прутков тоже может иметь различную форму: прямоугольника, бутылки, клина и т. п. Кольца изготовляются обычно также из проката цветного металла, чаще всего прямоугольного сечения. Стержни укладываются в пазы, если они

имеют прямоугольную форму, или забиваются в них с торца, если открытие паза уже, чем наибольшая ширина стержня. В кольцах делаются отверстия, в которые входят концы стержней, контакт между кольцами и стержнями обеспечивается с помощью пайки. При изготовлении стержней клеток из проката размеры пазов значительно жестче унифицированы, нежели при изготовлении методом литья. После укладки стержней клетки такого типа в пазы обычно производится ее чеканка — уплотнение посадки стержня: по его верхней кромке несколько раз проходятся чеканом. В открытых пазах разбиваемая чеканом верхняя часть стержня заполняет углубления в стенках паза, что обеспечивает крепление стержня в пазу, а также улучшает теплопередачу от стержня к сердечнику; в полузакрытых пазах просто ликвидируются зазоры между стержнем и стенками паза. Во всех случаях эта операция снижает амплитуду вибрации стержня в пазу, что важно с точки зрения его долговечности.

Конструктивные элементы асинхронных машин: корпуса статоров, торцевые щиты, подшипники, валы и т. п.— практически не отличаются от таких же узлов машин другого вида. Их исполнение обычно соответствует уровню технологии, применяемой на данном производстве, а уровень технологии зачастую определяется объемом выпуска изделий.

Так, например, элементы корпуса статора асинхронных двигателей массового применения относительно небольших размеров (высота вращения не выше, как правило, 63 мм) выполняются литыми из алюминиевых сплавов. При большей высоте вращения (до 100 мм) применяется сочетание литой алюминиевой станины с литыми же, но чугунными щитами. При еще больших размерах корпус статора уже целиком изготовляют из чугуна (литой) или из стали (сварной). При диаметре корпуса более 1 м корпус, как правило, изготовляется путем сварки из деталей, вырезанных из прокатного материала (листы, уголки, трубы и т. п.). Обычно каркас корпуса представляет собой систему продольных ребер и поперечных поясов жесткости, соединенных сварными швами. К наружной поверхности каркаса приваривается обшивка, также играющая роль элемента, обеспечивающего жесткость корпуса. Корпус статора тоже является важным элементом системы охлаждения машины: в нем организуются потоки как холодного воздуха, поступающего к активным частям, так и горячего, отводящего от них потери. Обычно машины небольшой мощности изготовляются с разомкнутой схемой циркуляции воздуха: холодный воздух забирается из помещения, в котором установлена машина, а нагретый — выбрасывается в это же помещение. Если воздух в этом помещении не содержит вредных паров или газов, пожароопасных летучих веществ или пыли, то он может поступать непосредственно к активным частям. Тогда машина выполняется открытой или защищенной, иными словами, воздух из ее полости беспрепятственно может по-

падать наружу. Если же это нежелательно, то машина делается закрытой, обдуваемой: воздух, находящийся в ее полости, не попадает наружу, а, отводя потери и нагреваясь, отдает теплоту стенкам корпуса, от которых она отводится наружным воздухом помещения, в котором стоит машина. Естественно, чтобы снизить перепады температуры между стенками корпуса и внутренним или наружным воздухом, целесообразно увеличить поверхность корпуса и скорость воздуха, ее омывающего. Поэтому закрытые обдуваемые машины выполняются с оребренными корпусами и с вентиляторами (рис. 1-9). В некоторых конструкциях наружная оболочка корпуса представляет собой цилиндр, свернутый из предварительно гофрированной стальной полосы, приваренной к фланцам. При увеличении единичной мощности или электромагнитных нагрузок становится целесообразным охлаждать машину по замкнутому циклу, когда воздух, циркулирующий внутри машины, проходит через теплообменники, где охлаждается проточной водой или потоком наружного (забираемого не из помещения) воздуха, как показано на рис. 1-10, *а* и *б*. Имеются также конструкции, в которых активные части охлаждаются жидкостью, подаваемой в полость корпуса статора или омывающей статор снаружи (погружные машины); подаваемой в «водяную рубашку», окружающую сердечник статора, а также в вал ротора, и, наконец, жидкостью, подаваемой непосредственно в обмотки статора и ротора, которые в этом случае необходимо изготовлять из полых проводников.

В машинах с воздушным охлаждением на роторе устанавливаются вентиляторы, обеспечивающие вместе с самим ротором (вентиляционные распорки в радиальных каналах ротора, спицы остова ротора, его торцы, обмоткодержатели и лобовые части обмоток) напор, необходимый для циркуляции воздуха через другие элементы машины. Чаще применяются центробежные вентиляторы (см. рис. 1-4, *б*); в быстроходных машинах находят применение осевые вентиляторы (рис. 1-4, *е*), а в небольших двигателях с литой клеткой лопатки вентилятора отливаются заодно с кольцами клетки (рис. 1-4, *а*). Во всех случаях вентиляторы электрических машин не оптимальны, так как конструкция торцевой зоны машины не позволяет реализовать выгодные соотношения размеров. Однако, если машина охлаждается средой с большой плотностью: жидкостью или газом под очень высоким давлением, как это имеет место в двигателях погружных насосов или высоконапорных компрессоров, использование ротора и вентиляторов на нем в качестве напорного элемента становится энергетически невыгодным, так как вызывает значительные потери энергии, пропорциональные плотности охлаждающей среды и квадрату окружной скорости ротора или вентилятора. В таких случаях можно использовать внешние вентиляторы или насосы; применение внешних источников напора для циркуляции хладагента оправдано и в тех случаях, когда выделение теплоты в двигателе не зависит от частоты его вращения, например

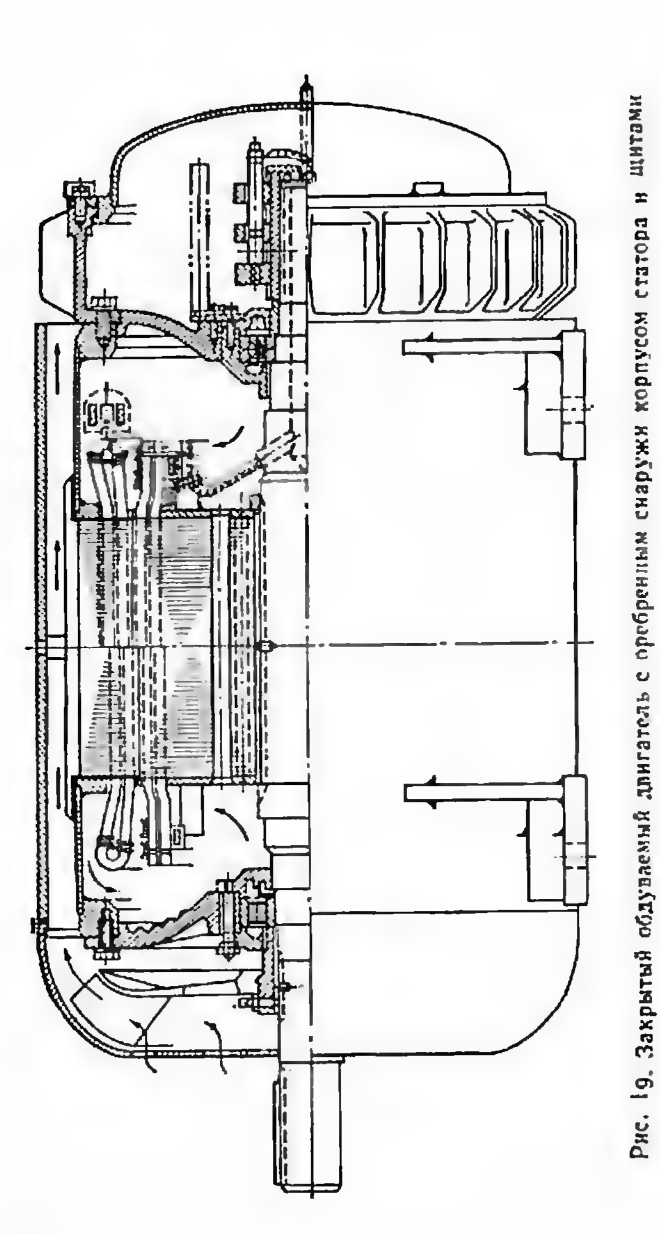


Рис. 1-9. Закрытый обдуваемый двигатель с оребренным снаружи корпусом статора и щитами

а)

б)

Выход воздуха

Вход воздух.

Рис. 1-10. Примеры двигателей с замкнутой системой вентиляции: а — вертикальный двигатель наружной установки с охлаждением воздуха, циркулирующего по замкнутому контуру, водо-воздушными теплообменниками; б — двигатель с охлаждением воздуха, циркулирующего внутри корпуса, воздухо-воздушным теплообменником, проход наружного воздуха через теплообменник обеспечивается наружным вентилятором

когда асинхронный двигатель с частотным регулированием используется в качестве тягового и режим с наибольшим током является режимом с наименьшей частотой вращения.

С торцов корпус статора закрыт щитами, которые защищают машину от попадания в нее посторонних предметов, являются, как и сам корпус, элементом вентиляционной системы и, что очень важно, служат опорами для подшипников двигателя. Подавляющее большинство асинхронных двигателей выполняется со щитовыми подшипниками, т. е. с подшипниками, установленными в торцевых щитах, только наиболее мощные и крупные машины выполняются с подшипниками стоякового типа. При щитовых подшипниках длина вала между ними всегда меньше, чем при стояковых, а следовательно, меньше и его прогиб; при этом выше частота собственных колебаний, что, как правило, выгодно.

Если подшипники щитовые, то сами щиты плотно и жестко крепятся к корпусу и узел их сопряжения с корпусом («замок») точно обрабатывается, а гнездо под корпус подшипника должно быть коаксиальным с сердечником или его конструкция должна допускать регулировку центровки вала. Стояковая конструкция всегда допускает регулировку положения стояка.

Сами подшипники могут быть разных типов: качения (шариковые, роликовые, игольчатые) или скольжения. Первые требуют унификации посадочных размеров со стандартными размерами колец подшипников. Долговечность подшипников качения ограничена определенным сроком, по истечении которого их необходимо менять; кроме того, при одном и том же диаметре шейки вала подшипник качения имеет большие наружные размеры, нежели подшипник скольжения, и, следовательно, вызывает бо́льшие компоновочные трудности при обеспечении минимальной высоты вращения машины.

Подшипники скольжения с достаточной смазкой и низкими удельными нагрузками при пусках и остановках практически не изнашиваются. Их можно выполнить с регулируемым зазором, который, однако, всегда будет больше, нежели в подшипниках качения. Смазка подшипников качения небольших размеров может быть консистентной, подшипники же скольжения смазываются жидкой смазкой, для циркуляции которой снабжаются смазочными кольцами, дисками или устройствами принудительной подачи смазки под давлением. В двигателях с вертикальным валом применяются упорные подшипники качения или скольжения, закрепленные в щитах, которым придается повышенная осевая жесткость, или (в крупных машинах) в специальных опорных крестовинах (см. рис. 1-10, *а*).

Глава вторая

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

2-1. Уравнения электромагнитного поля и их решение

При расчетах и исследованиях электрических машин и устройств определяются их характеристики, т. е. зависимости напряжений на зажимах обмоток, токов в них, потребляемой мощности, местных электромагнитных нагрузок, частоты вращения от полезной мощности или момента на валу. Кроме того, при расчетах неустановившихся режимов определяется изменение токов и напряжений, моментов вращения и электромагнитных сил в зависимости от времени, начального и конечного режимов. Значительную часть электротехнических устройств можно считать цепями с сосредоточенными параметрами, т. е. цепями, в которых отдельные индуктивности, сопротивления и емкости не зависят друг от друга и изменение одного параметра не влияет на другие. Строго говоря, таких цепей нет, и чисто активное сопротивление в виде провода или катушки проводов обладает собственной емкостью и индуктивностью, которая хотя и может быть сделана очень малой, но все же меняется при изменении сопротивления. Однако для расчета характеристик этим изменением можно пренебречь, так же как и изменением активного сопротивления индуктивной катушки или конденсатора. Математические исследования установившихся режимов в таких цепях проводятся на основе обобщенных для переменного тока законов Ома и Кирхгофа, а переходные процессы описываются обыкновенными дифференциальными уравнениями. Для расчета цепей с распределенными параметрами, в каждой точке которых имеется некоторая удельная активно-емкостно-индуктивная проводимость, используются методы, основанные на решении дифференциальных уравнений в частных производных. Для таких цепей существуют схемы замещения теоретически с бесконечно большим, а практически с конечным числом звеньев, параметры которых могут быть рассчитаны на основе решения уравнений цепи с распределенными параметрами.

Иначе говоря, каждая цепь с распределенными параметрами может быть приближенно заменена цепью с сосредоточенными параметрами, по уравнениям которой могут быть рассчитаны установившиеся и переходные процессы, т. е. характеристики. Такие цепи называются эквивалентными схемами замещения или просто схемами замещения. Для определения параметров схемы замещения необходимо провести расчет электромагнитного поля исходной

цепи или пространственного устройства, каким является электрическая машина.

Именно схемы замещения и являются основным аппаратом для расчета электрических машин; их математическими моделями служат системы обыкновенных дифференциальных уравнений, описывающие процессы в схемах замещения. Однако для расчета параметров схем замещения необходимо выполнить расчет электромагнитного поля в электрической машине, т. е. решить систему уравнений математической физики в частных производных — уравнения Максвелла.

На заре электромашиностроения, когда начали разрабатывать методики расчета электрических машин, расчеты электромагнитных полей проводили аналитическими или графическими методами [5], зачастую упрощенными. Сравнение результатов таких расчетов с опытом позволило проверить на практике систему допущений. Согласно принимавшейся в течение десятилетий системе допущений рабочее поле полагалось сосредоточенным в пределах сердечников статора и ротора и в воздушном зазоре. Поля лобовых частей обмоток относились к полям рассеяния, взаимодействием обмоток статора и ротора в лобовой части пренебрегали. Полагали также, что поле одинаково почти на всей длине цилиндрических сердечников и можно считать его плоским в любом из поперечных сечений машины. Небольшое изменение поля у торцов учитывалось введением так называемой расчетной длины. Распределение магнитного поля в зазоре и в пазах рассчитывалось в предположении бесконечно большой магнитной проницаемости стали, а индукция определялась с учетом насыщения «в среднем». Применялся метод суперпозиции полей, что в нелинейных средах, строго говоря, несправедливо.

Эта система допущений обеспечивает достаточную точность при расчете характеристик и позволяет проводить расчеты режимов без применения сложных вычислительных методов и ЭВМ только с помощью алгебраических формул и графических построений. В то же время она зачастую не обеспечивает требуемой точности при расчетах локальных процессов: определении наибольших местных электромагнитных нагрузок или вызванных ими тепловыделений, сил, вибраций и тому подобных эффектов, уровень которых и определяет, как правило, надежность крупной машины. Поэтому за последние годы получили развитие более точные методы расчета электромагнитных полей на основе численных методов, реализуемых с помощью ЭВМ.

В диапазоне частот, свойственном электромашиностроению, система дифференциальных уравнений Максвелла

$$\left.\begin{array}{l}\mathrm{rot}\,\mathbf{H}=\mathbf{J};\quad \mathrm{rot}\,\mathbf{E}=-\partial\mathbf{B}/\partial t;\quad \mathbf{J}=\sigma\mathbf{E}+d\mathbf{D}/dt+\rho\mathbf{v};\\ \mathbf{D}=\varepsilon\mathbf{E};\quad \mathbf{B}=\mu\mathbf{H}=\mathrm{rot}\,\mathbf{A};\quad \mathrm{div}\,\mathbf{B}=0;\quad \mathrm{div}\,\mathbf{D}=\rho\end{array}\right\}\qquad(2\text{-}1)$$

может решаться без учета токов смещения и переноса зарядов:

можно положить, что $d\mathbf{D}/dt=\rho\mathbf{v}=0$. Иногда уравнения Максвелла заменяются уравнениями, полученными непосредственно из опытных законов электромагнитной индукции, полного тока и непрерывности магнитного поля:

$$\oint \mathbf{E}\,dl=-d\Phi/dt;\quad \oint \mathbf{H}\,dl=i;\quad \oint \mathbf{B}\,ds=0,\qquad(2\text{-}2)$$

а также постулата Максвелла $\oint \mathbf{D}ds=0$.

Уравнения Максвелла описывают процессы в неподвижных средах.

Решать уравнения Максвелла можно, во-первых, относительно входящих в них величин, т. е. относительно векторов поля **E**, **H**, **B**, **J** и **D**. При этом необходимо учесть, что так как **H** и **E** связаны между собой через **J**, то можно вместо двух уравнений первого порядка для **E** и **H** решать одно уравнение второго порядка: либо для **E**, либо для **H**. При этом надо учесть, что кроме ЭДС, вызванной изменением магнитного поля во времени, по закону электромагнитной индукции может существовать ЭДС, обусловленная внешним по отношению к данной цепи источником, так называемая сторонняя ЭДС $\mathbf{E}_{ст}$, а плотность тока, вызванную внешними источниками, в отличие от составляющей плотности тока, вызванной ЭДС ($\mathbf{J}=\sigma\mathbf{E}$), можно назвать сторонней плотностью тока $\mathbf{J}_{ст}$.

Решение уравнений электромагнитного поля (2-1) в том виде, как они записаны, или в виде уравнений второго порядка для **E** или **H** необходимо получить для определенных, начальных по времени и граничных в пространстве условий, которые накладывают на искомые функции требование конкретных физических свойств устройства, выраженных в его математической модели. Поиск решения уравнения второго порядка для конкретных граничных условий (общее число решений бесконечно велико) называется краевой задачей. Для обыкновенного дифференциального уравнения вида

$$(py')'-qy'-\lambda py=f(x)\qquad(2\text{-}3)$$

при граничных условиях вида

$$A_1y(a)+B_1y'(a)=0;\qquad A_2y(b)+B_2y'(b)=0$$

решение зависит от правой части. Возможны два случая: либо решение неоднородного уравнения при $f(x)\neq 0$ справедливо для всех $f(x)$ и тогда оно — единственное, а однородное уравнение при этом имеет только тривиальные (нулевые) решения, либо однородное уравнение имеет нетривиальные решения, возможно не для всех $f(x)$. Нетривиальные решения однородного уравнения называются собственными функциями, а соответствующие им значения параметра λ — собственными числами. Задача отыскания собственных функций и чисел для уравнения вида (2-3) называется задачей Штурма—Лиувилля. Один из основных подходов к решению краевых задач в частных производных заключается в приведении их

к обыкновенным дифференциальным уравнениям по каждой из переменных и в решении получающихся при этом задач Штурма—Лиувилля по каждой из переменных в отдельности.

Естественно, что когда уравнения составлены непосредственно для векторов поля, тогда для решения краевой задачи необходимо задать граничные значения этих векторов, т. е. самих переменных. Краевая задача, в которой на границах задаются значения самих переменных, называется задачей Дирихле. В задаче Неймана на границах задаются нормальные к границам производные функций, входящих в дифференциальные уравнения. В смешанной задаче могут фигурировать оба типа граничных условий.

Задачи Неймана и смешанную задачу приходится решать, когда вместо векторов поля уравнения составляются для вспомогательных функций — скалярных или векторных потенциалов электромагнитного поля. При задании потенциалов удается уменьшить число переменных в уравнениях и, следовательно, сократить объем работы по их решению.

Так, полагая, что напряженность магнитного поля является градиентом некоторой скалярной функции — скалярного магнитного потенциала V_m ($\mathbf{H} = -\operatorname{grad} V_m$), используя уравнение Максвелла $\operatorname{div} \mathbf{B} = 0$ и подставляя в него выражение для **B**:

$$\mathbf{B} = -\mu \operatorname{grad} V_m,$$

получаем уравнение Лапласа для скалярного потенциала магнитного поля V_m

$$\nabla^2 V_m = 0. \tag{2-4}$$

В отличие от векторов поля **E** и **H**, имеющих в общем случае по три пространственные составляющие по трем координатным осям, скалярный потенциал имеет одно значение в каждой точке области. Аналогичным приемом можно ввести векторный потенциал стационарного магнитного поля **A**, положив $\mathbf{B} = \operatorname{rot} \mathbf{A}$.

Используя уравнение Максвелла $\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J}$ при $\mu = \mathrm{const}$ придем к уравнению $\operatorname{rot}\operatorname{rot} \mathbf{A} = \operatorname{grad}\operatorname{div} \mathbf{A} - \nabla^2 \mathbf{A} = \mathbf{J}\mu$. Если на **A** наложить калибровочное условие $\operatorname{div} \mathbf{A} = 0$, то получим уравнение Пуассона для вектор-потенциала

$$\nabla^2 \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J}. \tag{2-5}$$

В плоском поле, где имеется только одна составляющая плотности тока **J** и соответственно одна составляющая **A**, мы таким образом уменьшим число переменных и уравнений, однако в пространственном поле нам придется иметь дело, по крайней мере, с двумя составляющими вектора **A** (третью можно получить с помощью калибровочного условия).

Поэтому в последние годы нашел применение [6] еще один способ задания потенциальных функций. В частях области, где отсутствуют токи, вводится скалярный магнитный потенциал V_m,

а в частях области, где существуют сторонние или вихревые токи,— дополнительная функция $\mathbf{H}_0$, определяемая так, что $\mathbf{H} = -\operatorname{grad} V_m + \mathbf{H}_0$. При этом плотность тока является функцией $\mathbf{H}_0$ ($\mathbf{J} = \operatorname{rot} \mathbf{H}_0$), благодаря чему все три пространственные составляющие плотности тока можно определить через две составляющие $\mathbf{H}_0$, что дает известную свободу в выборе составляющих.

Поскольку векторный потенциал является интегральной функцией по отношению к вектору **B**, как и **E** по отношению к $\partial \mathbf{B}/\partial t$, то возможны различные значения этих функций, отличающиеся друг от друга на градиент некоторого скаляра: при дифференцировании rot grad дает нуль. Для однозначного определения **A** или **E** можно ввести различные варианты калибровочных условий; одно из них мы вводили при выводе уравнения (2-5): $\operatorname{div} \mathbf{A} = 0$. При расчете электромагнитного поля вихревых токов используется уравнение Максвелла $\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B}/\partial t$. Подстановка $\mathbf{B} = \operatorname{rot} \mathbf{A}$ приводит это уравнение к виду $\operatorname{rot} (\mathbf{E} + \partial \mathbf{A}/\partial t) = 0$, откуда вытекает следующая запись $\mathbf{E} + \partial \mathbf{A}/\partial t = -\operatorname{grad} \varphi$. Подставим уравнение для **E** в уравнение Максвелла $\operatorname{rot} \mathbf{H} = \operatorname{rot} (\mathbf{B}/\mu) = \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} + \mathbf{J}_{\text{ст}}$ и при постоянном μ получим

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \sigma\mu \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\mu \mathbf{J}_{\text{ст}} + \operatorname{grad} (\operatorname{div} \mathbf{A} + \sigma\mu\varphi). \tag{2-6}$$

Если принять в качестве калибровочного условия

$$\operatorname{div} \mathbf{A} = -\sigma\mu\varphi,$$

то из уравнения (2-6) исчезает скалярный потенциал φ и оно принимает вид

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \sigma\mu \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\mu \mathbf{J}_{\text{ст}}. \tag{2-7}$$

Уравнение для скалярного потенциала с учетом уравнений Максвелла $\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho$ и $\operatorname{div}\operatorname{grad} \varphi = \nabla^2 \varphi = -\rho/\varepsilon$ примет аналогичный вид

$$\nabla^2 \varphi - \mu\sigma \frac{\partial \varphi}{\partial t} = -\frac{\rho}{\varepsilon}. \tag{2-8}$$

Решать эти уравнения можно отдельно и независимо. Если же сохранить в качестве калибровочного условия $\operatorname{div} \mathbf{A} = 0$, то уравнение для вектор-потенциала будет содержать член $\operatorname{grad} \mu\sigma\varphi$:

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \mu\sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \mu\sigma \operatorname{grad} \varphi = -\mu \mathbf{J}_{\text{ст}}, \tag{2-9}$$

зато уравнение для φ будет уравнением Пуассона

$$\nabla^2 \varphi = -\rho/\varepsilon. \tag{2-10}$$

Если в рассматриваемой области расчета поля невозможно накопление электрических зарядов, то уравнение (2-10) становится однородным и тогда, вводя вторичную калибровку **A** по принципу

$$\partial \mathbf{A}/\partial t + \operatorname{grad} \varphi = \partial \mathbf{A}'/\partial t + \operatorname{grad} \varphi' + \operatorname{grad} \frac{\partial \psi}{\partial t},$$

что означает одновременно калибровку φ' ($\varphi' = \varphi - \partial\psi/\partial t$), можно подобрать ψ так, чтобы $\varphi \equiv 0$ по всей области. Тогда уравнение для **A** вновь упрощается и $\mathbf{E} = -\partial \mathbf{A}'/\partial t$.

Можно, наконец, решать непреобразованное уравнение $\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \mathbf{A} = \sigma \mathbf{E} + \mathbf{J}_{\text{ст}}$, что иногда предпочтительно при использовании численных методов расчета поля.

При постановке и решении задачи расчета электромагнитного поля иногда приходится прибегать к замене в математической модели реальной кусочно-неоднородной среды, состоящей из чередующихся участков или слоев различных материалов, идеальной сплошной средой, свойства которой по разным осям координат отличаются друг от друга, т. е. анизотропной средой. Сама по себе такая замена требует в каждом случае более или менее подробного обоснования, однако, если она обоснована, то такой прием упрощает решение задачи.

Характеристики сред в этом случае являются не скалярами, а тензорами $\sigma = \sigma_{ik}$; $\mu = \mu_{ik}$; $\varepsilon = \varepsilon_{ik}$, матрицы которых имеют в общем случае по девять составляющих. Если среды линейны, т. е. если $\mu_{ik} = \text{const}$, то тензоры симметричны, а следовательно, могут быть приведены к диагональному виду путем преобразования к главным осям.

Уравнение Максвелла $\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J}$ запишется для электрически анизотропной среды в следующем виде:

$$\operatorname{rot}_i \mathbf{H} = J_i = \sigma_{ik} E_k, \qquad (2\text{-}11)$$

а уравнение $\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -j\omega \dot{B}_m e^{j\omega t}$ — в виде

$$\operatorname{rot}_i \mathbf{E} = -j\,\omega\,\mu_{ik} H_k. \qquad (2\text{-}12)$$

Подставляя H_k из (2-12) в (2-11), получаем уравнение второго порядка для E_i; подставляя E_k из (2-11) в (2-12), получаем уравнение второго порядка для H_i.

Рассмотрим простейший пример вывода выражений для параметров схемы замещения асинхронной машины на основе решения уравнений поля в ее активной зоне. Для простоты рассмотрим только зазор и зубцовые слои статора и ротора (рис. 2-1), полагая, что магнитная проницаемость сердечников в районе их спинок бесконечно велика. Кроме того, будем рассматривать спрямленную магнитную цепь вместо цилиндрической, а также будем считать магнитную проницаемость конечной и постоянной. Заменим зуб-

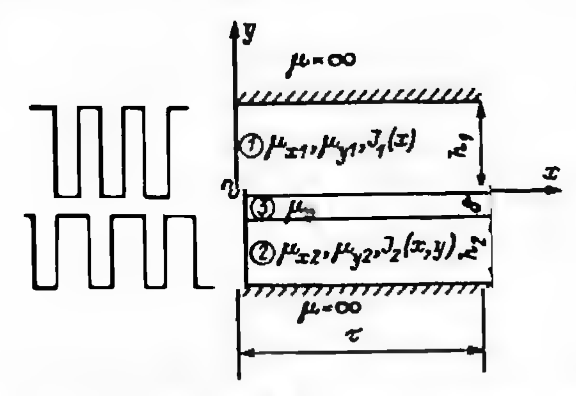


Рис. 2-1. К расчету магнитного поля в поперечном сечении активной зоны

цовые слои статора и ротора эквивалентными средами, в которых равномерно распределена эквивалентная электрическая проводимость σ_z, а магнитная проницаемость по двум взаимно перпендикулярным осям составляет μ_x и μ_y. Пренебрежем также потерями энергии в электрической и магнитной цепи статора, т. е. будем считать, что в цепи статора расходуется только реактивная мощность.

Пусть плотность тока в статорном слое распределена синусоидально по окружности и изменяется синусоидально во времени, т. е.

$$\dot{J}_{z1} = \dot{J}_m \sin(kx)\, e^{j\omega t}; \quad k = \pi/\tau. \qquad (2\text{-}13)$$

На самом деле пространственное распределение плотности тока может отличаться от синусоидального, но решение задачи для любой гармоники плотности тока, представленной в виде ряда Фурье

$$\dot{J}_{z1} = \sum_{\nu=1}^{\infty} \dot{J}_{m\nu} \sin(\nu k x)\, e^{j\omega_\nu t}, \qquad (2\text{-}14)$$

будет аналогично решению для единственной гармоники, если, конечно, сохраняется линейность задачи.

Так как свойства материалов не зависят от значений векторов поля и частоты, а также поскольку мы пренебрегаем потерями в статоре, то в зубцовой зоне статора решаем только задачу магнитостатики и можем положить, что все переменные J_z, H_x, H_y изменяются во времени синусоидально, т. е. опустить множитель $e^{j\omega t}$.

Воспользовавшись уравнениями Максвелла $\operatorname{rot} \mathbf{H} = 0$ и $\operatorname{div} \mathbf{B} = 0$ и учитывая, что

$$\operatorname{rot}_z \mathbf{H} = \frac{\partial \dot{H}_y}{\partial x} - \frac{\partial \dot{H}_x}{\partial y} = J_m \sin kx; \quad \operatorname{div} \mathbf{B} = \mu_x \frac{\partial \dot{H}_x}{\partial x} - \mu_y \frac{\partial \dot{H}_y}{\partial y}, \qquad (2\text{-}15)$$

продифференцируем эти уравнения еще раз по обеим переменным, подставим выражения для перекрестных частных производных и по-

лучим уравнения второго порядка для $\dot H_x$ и $\dot H_y$ в анизотропной среде:

$$\left.\begin{aligned}\mu_x \frac{\partial^2 \dot H_y}{\partial x^2} + \mu_y \frac{\partial^2 \dot H_y}{\partial y^2} &= \mu_x k J_m \sin kx;\\ \mu_x \frac{\partial^2 \dot H_x}{\partial x^2} + \mu_y \frac{\partial^2 \dot H_x}{\partial y^2} &= 0.\end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}16)$$

Решение этих уравнений в общем виде даст нам выражения

$$\left.\begin{aligned}\dot H_{x1} &= (A_1 \operatorname{sh} \lambda y + B_1 \operatorname{ch} \lambda y) \sin kx;\\ \dot H_{y1} &= \left(C_1 \operatorname{sh} \lambda y + D_1 \operatorname{ch} \lambda y - \frac{J_m}{k}\right) \cos kx,\end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}17)$$

в которых произвольные постоянные связаны друг с другом, что следует из уравнения div B = 0, а

$$\lambda = k\sqrt{\mu_x/\mu_y},$$

$$C_1 = -B_1\sqrt{\mu_x/\mu_y}; \qquad D_1 = -A_1\sqrt{\mu_x/\mu_y};$$

так что окончательно выражения для H_x и H_y можно записать в виде:

$$\left.\begin{aligned}\dot H_{x1} &= (A_1 \operatorname{sh} \lambda y + B_1 \operatorname{ch} \lambda y) \sin kx;\\ \dot H_{y1} &= -\left[\sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}}\,(B_1 \operatorname{sh} \lambda y + A_1 \operatorname{ch} \lambda y) + \frac{J_m}{k}\right] \cos kx.\end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}18)$$

Произвольные постоянные определяем из граничных условий. При $y = h$ $H_{x1} = 0$. Тогда $A_1 \operatorname{sh} \lambda h = -B_1 \operatorname{ch} \lambda h$ и

$$\left.\begin{aligned}\dot H_{x1} &= -A_1 \frac{\operatorname{sh} \lambda (h-y)}{\operatorname{ch} \lambda h} \sin kx;\\ \dot H_{y1} &= -\left[A_1 \sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}}\,\frac{\operatorname{ch} \lambda (h-y)}{\operatorname{ch} \lambda h} + \frac{J_m}{k}\right] \cos kx.\end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}19)$$

В зазоре, составляющем следующий, третий, участок магнитной цепи, $\mu_{x3} = \mu_{y3} = 0$ и

$$\left.\begin{aligned}\dot H_{x3} &= (A_3 \operatorname{sh} ky + B_3 \operatorname{ch} ky) \sin kx;\\ \dot H_{y3} &= -(B_3 \operatorname{sh} ky + A_3 \operatorname{ch} ky) \cos kx.\end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}20)$$

Для простоты изложения рассмотрим сперва два крайних случая: идеальный холостой ход и идеальное короткое замыкание, или, точнее, скольжение, равное бесконечности. В первом случае весь магнитный поток, достигающий поверхности ротора, входит в нее и мы можем положить для нижней границы зазора $H_{x3} = 0$ $(\mu_{y3} = \infty)|_{y=-\delta}$. Во втором случае мы можем положить для нижней границы зазора $H_{y3}|_{y=-\delta} = 0$ $(\mu_{y3} = 0)$, так как в ротор не проникает магнитное поле. Очевидно, что уравнения (2-20) можно преобразовать и для первого случая получим

$$H_{x3} = A_3 \frac{\operatorname{sh} k(y+\delta)}{\operatorname{ch} k\delta} \sin kx; \qquad H_{y3} = -A_3 \frac{\operatorname{ch} k(y+\delta)}{\operatorname{ch} k\delta} \cos kx; \quad (2\text{-}21)$$

а для второго

$$H_{x3} = A_3 \frac{\operatorname{ch} k(y+\delta)}{\operatorname{sh} k\delta} \sin kx; \qquad H_{y3} = -A_3 \frac{\operatorname{sh} k(y+\delta)}{\operatorname{sh} k\delta} \cos kx. \quad (2\text{-}22)$$

На границе участков 1 и 3 должно соблюдаться равенство нормальных составляющих индукции и тангенциальных составляющих напряженности поля:

$$H_{x1} = H_{x3}; \qquad \mu_y H_{y1} = \mu_0 H_{y3} \qquad (y = 0)$$

откуда, подставив соответствующие значения H_x и H_y, получим для идеального холостого хода:

$$\left.\begin{aligned}A_1 &= -\frac{J_m}{k}\,\frac{1}{\sqrt{\dfrac{\mu_x}{\mu_y}} + \dfrac{\mu_0}{\mu_y}\,\dfrac{\operatorname{th} \lambda h}{\operatorname{th} k\delta}};\\ A_3 &= \frac{J_m}{k}\,\frac{\dfrac{\operatorname{th} \lambda h}{\operatorname{th} k\delta}}{\sqrt{\dfrac{\mu_x}{\mu_y}} + \dfrac{\mu_0}{\mu_y}\,\dfrac{\operatorname{th} \lambda h}{\operatorname{th} k\delta}};\\ H_{x1} &= -\frac{J_m}{k}\,\frac{1}{\sqrt{\dfrac{\mu_x}{\mu_y}} + \dfrac{\mu_0 \operatorname{th} \lambda h}{\mu_y \operatorname{th} k\delta}}\,\frac{\operatorname{sh} \lambda (h-y)}{\operatorname{ch} \lambda h} \sin kx;\\ H_{y1} &= -\frac{J_m}{k}\left[-\frac{\sqrt{\mu_x/\mu_y}}{\sqrt{\dfrac{\mu_x}{\mu_y}} + \dfrac{\mu_0 \operatorname{th} \lambda h}{\mu_y \operatorname{th} k\delta}} \times \right.\\ &\quad \left.\times \frac{\operatorname{ch} \lambda (h-y)}{\operatorname{ch} \lambda h}\right] \cos kx;\\ H_{x3} &= -\frac{J_m}{k}\,\frac{1}{\sqrt{\dfrac{\mu_x}{\mu_y}} + \dfrac{\mu_0 \operatorname{th} \lambda h}{\mu_y \operatorname{th} k\delta}} \times\\ &\quad \times \frac{\operatorname{th} \lambda h}{\operatorname{th} k\delta}\,\frac{\operatorname{ch} k(y+\delta)}{\operatorname{ch} k\delta} \sin kx;\\ H_{y3} &= -\frac{J_m}{k}\,\frac{1}{\sqrt{\dfrac{\mu_x}{\mu_y}} + \dfrac{\mu_0}{\mu_y}\,\dfrac{\operatorname{th} \lambda h}{\operatorname{th} k\delta}} \times\\ &\quad \times \frac{\operatorname{th} \lambda h}{\operatorname{th} k\delta}\,\frac{\operatorname{ch} k(y+\delta)}{\operatorname{ch} k\delta} \cos kx.\end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}23)$$

Для бесконечно большого скольжения

$$\left.\begin{aligned}
A_1 &= -\frac{J_m}{k}\frac{1}{\sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}+\frac{\mu_0}{\mu_y}\frac{\mathrm{th}\,\lambda h}{\mathrm{cth}\,k\delta}}};\\
A_2 &= \frac{J_m}{k}\frac{\mathrm{th}\,\lambda h\,\mathrm{th}\,k\delta}{\sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}+\frac{\mu_0}{\mu_y}\frac{\mathrm{th}\,\lambda h}{\mathrm{cth}\,k\delta}}};\\
H_{x1} &= -\frac{J_m}{k}\frac{1}{\sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}+\frac{\mu_0}{\mu_y}\frac{\mathrm{th}\,\lambda h}{\mathrm{cth}\,k\delta}}}\frac{\mathrm{sh}\,\lambda(h-y)}{\mathrm{ch}\,\lambda h}\sin kx;\\
H_{y1} &= -\frac{J_m}{k}\left[1-\frac{\sqrt{\mu_x/\mu_y}}{\sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}+\frac{\mu_0}{\mu_y}\frac{\mathrm{th}\,\lambda h}{\mathrm{cth}\,k\delta}}}\times\right.\\
&\quad\left.\times\frac{\mathrm{ch}\,\lambda(h-y)}{\mathrm{ch}\,\lambda h}\right]\cos kx;\\
H_{x2} &= -\frac{J_m}{k}\frac{\mathrm{th}\,\lambda h\,\mathrm{th}\,k\delta}{\sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}+\frac{\mu_0}{\mu_y}\frac{\mathrm{th}\,\lambda h}{\mathrm{cth}\,k\delta}}}\times\\
&\quad\times\frac{\mathrm{sh}\,k(y+\delta)}{\mathrm{ch}\,k\delta}\sin kx;\\
H_{y2} &= -\frac{J_m}{k}\frac{\mathrm{th}\,\lambda h\,\mathrm{th}\,k\delta}{\sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}+\frac{\mu_0}{\mu_y}\frac{\mathrm{th}\,\lambda h}{\mathrm{cth}\,k\delta}}}\times\\
&\quad\times\frac{\mathrm{ch}\,k(y+\delta)}{\mathrm{ch}\,k\delta}\cos kx.
\end{aligned}\right\}\qquad(2\text{-}24)$$

Теперь можно, проинтегрировав индукции, получить магнитные потоки, замыкающиеся в продольном и поперечном направлении; для идеального холостого хода

$$\left.\begin{aligned}
\Phi_x &= \int_0^h \mu_x H_x|_{x=0,5\tau}\,dy = \frac{\mu_x J_m}{k^2}\frac{(\mathrm{ch}\,\lambda h-1)/\mathrm{ch}\,\lambda h}{\frac{\mu_x}{\mu_y}+\frac{\mu_0}{\mu_y}\sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}}\frac{\mathrm{th}\,\lambda h}{\mathrm{th}\,k\delta}};\\
\Phi_y &= \int_0^{0,5\tau}\mu_y H_y|_{y=0}\,dx = \frac{J_m}{k^2}\left(1-\frac{\sqrt{\mu_x/\mu_y}}{\sqrt{\frac{\mu_x}{\mu_y}+\frac{\mu_0}{\mu_y}\frac{\mathrm{th}\,\lambda h}{\mathrm{th}\,k\delta}}}\right)
\end{aligned}\right\}\qquad(2\text{-}25)$$

и идеального короткого замыкания

$$\left.\begin{aligned}
\Phi_x &= \frac{\mu_x J_m}{k^2}\frac{(\mathrm{ch}\,\lambda h-1)/\mathrm{ch}\,\lambda h}{\mu_x/\mu_y+(\mu_0/\mu_y)(\mu_x/\mu_y)\,\mathrm{th}\,\lambda h\,\mathrm{th}\,k\delta};\\
\Phi_y &= \frac{J_m}{k^2}\left[1-\frac{\sqrt{\mu_x/\mu_y}}{\sqrt{\mu_x/\mu_y}+(\mu_x/\mu_y)\,\mathrm{th}\,\lambda h\,\mathrm{th}\,k\delta}\right].
\end{aligned}\right\}\qquad(2\text{-}26)$$

Для магнитной цепи, участки которой однородно намагничены, можно считать, что магнитное сопротивление участка пропорционально его длине в направлении силовых линий магнитного поля, обратно пропорционально площади поперечного сечения (или ширине, если сопротивление берется на единицу длины бесконечно длинной в направлении оси z магнитной цепи) и обратно пропорционально магнитной проницаемости этого участка. Так как обычно при отсутствии сильного насыщения стали все аргументы гиперболических функций в выражениях (2-25) и (2-26) суть величины малые, можно заменить гиперболические функции первыми членами их разложений в ряд Тэйлора и выражения (2-25), (2-26) примут следующий вид:

$$\left.\begin{aligned}
\Phi_x &= \mu_x J_m\frac{h\tau}{\pi}\frac{0,5h\pi}{\tau}\frac{1}{1+(\mu_0/\mu_y)(h/\delta)};\\
\Phi_y &= \frac{J_m h\tau}{\pi}\frac{\mu_0}{\pi\delta/\tau}\frac{1}{1+(\mu_0/\mu_y)(h/\delta)};
\end{aligned}\right\}\qquad(2\text{-}27)$$

$$\left.\begin{aligned}
\Phi_x &= \frac{\mu_x J_m h\tau}{\pi}\frac{0,5h\pi}{\tau}\frac{1}{1+\frac{\mu_0 h\pi}{\tau\mu_y}\frac{\mu_0\delta\pi}{\tau}};\\
\Phi_y &= \frac{J_m h\tau}{\pi}\frac{\mu_0\delta\pi/\tau}{1+\frac{\mu_0\delta\pi}{\tau}\frac{h\pi}{\tau\mu_y}}.
\end{aligned}\right\}\qquad(2\text{-}28)$$

Обозначив

$$\left.\begin{aligned}
R_{hd} &= \frac{\pi h}{\tau\mu_y};\qquad R_{\delta d} = \frac{\pi\delta}{\tau\mu_0};\qquad \lambda_{hq} = \frac{1}{R_{hq}} = 0,5\frac{\pi h}{\tau};\\
\lambda_{\delta q} &= \frac{1}{R_{\delta q}} = \frac{\mu_0\delta\pi}{\tau}\qquad F_A = \frac{J_m h\tau}{\pi},
\end{aligned}\right\}\qquad(2\text{-}29)$$

запишем окончательно: для холостого хода

$$\left.\begin{aligned}
\Phi_x &= F_A\lambda_{hq}\frac{1}{1+R_{hd}/R_{\delta d}};\\
\Phi_y &= \frac{F_A}{R_{\delta d}}\frac{1}{1+R_{hd}/R_{\delta d}};
\end{aligned}\right\}\qquad(2\text{-}30)$$

Для короткого замыкания

$$\left.\begin{aligned}\Phi_x &= F_A \lambda_{hq} \frac{1}{1+R_{hd}/R_{\delta q}};\\ \Phi_y &= \frac{F_A}{R_{\delta q}} \frac{1}{1+R_{hd}/R_{\delta q}}.\end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}31)$$

Выражениям (2-30) и (2-31) соответствуют магнитные схемы замещения, показанные на рис. 2-2, *а* и *б*. Магнитные сопротивления, входящие в схемы замещения, зависят от сопротивления стали сердечников по-разному: продольное магнитное сопротивление зубцов статора обратно пропорционально магнитной проницаемости по оси y, поперечное — магнитной проницаемости по оси x. Так как μ_y обычно много больше μ_x, то влияние насыщения зубцов на поток в зазоре существенно сказывается только при напряжениях, близких к номинальному. Магнитное сопротивление зазора в поперечном направлении $R_{\delta q}$ значительно выше, чем поперечное сопротивление зубцового слоя: в 100—200 раз при нормальных соотношениях между размерами машины, поэтому им можно пренебречь во всех случаях; тогда схема замещения магнитной цепи статора может быть единой для всех режимов, как показано на рис. 2-2, *в*. От магнитной схемы замещения нетрудно перейти к электрической схеме: достаточно вспомнить, что $x = \omega/R_m$ и, следовательно, $x = \omega\lambda_m$. При этом нужно еще учесть, что падениям напряжения на элементах электрической схемы замещения соответствуют магнитные потоки в элементах магнитной схемы замещения. Такая схема замещения участка цепи статора и зазора приведена на рис. 2-3.

На основании решения уравнений поля для всей магнитной цепи асинхронной машины можно вывести с исчерпывающей полнотой формулы для расчета элементов схем замещения магнитной и электрической цепи, как показано выше. В дальнейшем будем по мере необходимости использовать этот прием. Однако исторически понятие электрической схемы замещения асинхронной машины возникло не на основе решений уравнений поля, а на основе интуитивной аналогии с трансформатором, хотя в трансформаторе имеет место чисто переменное магнитное поле, частота которого неизменна, а в асинхронном двигателе — вращающееся магнитное поле, частота которого в роторе, вращающемся со скольжением, зависит от скольжения.

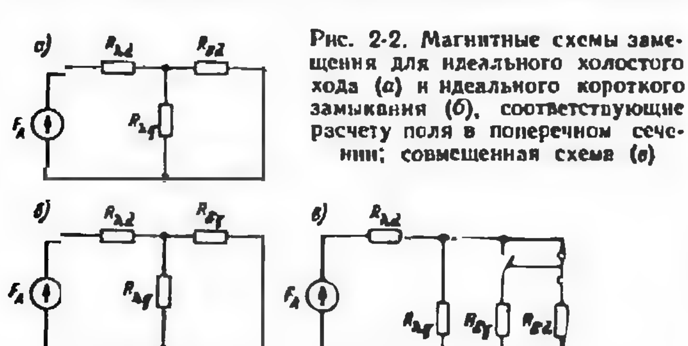


Рис. 2-2. Магнитные схемы замещения для идеального холостого хода (*а*) и идеального короткого замыкания (*б*), соответствующие расчету поля в поперечном сечении; совмещенная схема (*в*)

Рис. 2-3. Электрическая схема замещения для статора, соответствующая магнитной схеме рис. 2-2, *в*

2-2. Уравнения электрических и магнитных цепей

Асинхронная машина с заторможенным ротором представляет собой многофазный трансформатор с вращающимся магнитным полем. Как и в обычном однофазном трансформаторе, протекающий по первичной обмотке ток создает в сердечнике магнитный поток, вызывающий, в свою очередь, ЭДС самоиндукции. Геометрическая сумма этой ЭДС и падения напряжения на активном сопротивлении обмотки уравновешивает приложенное к фазной обмотке напряжение U_1. Обычно поток, сцепляющийся с первичной обмоткой трансформатора или асинхронной машины, условно разделяют на поток рассеяния и поток взаимной индукции, последний сцепляется также полностью со вторичной обмоткой. ЭДС, вызванную потоком рассеяния, заменяют падением напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния x_1. Если во вторичной обмотке трансформатора тока нет (обмотка ротора асинхронного двигателя разомкнута), то поток, сцепляющийся с первичной и вторичной обмотками, наводит в первой ЭДС $\dot E_1$, пропорциональную частоте тока f_1 и числу витков w_1, а во второй — ЭДС $\dot E_2$, пропорциональную той же частоте (если ротор заторможен) и числу витков вторичной обмотки w_2.

Если пренебречь потерями в стали, то электрическую цепь такого трансформатора можно представить в виде, показанном на рис. 2-4, *а*. Ток во вторичной обмотке, замкнутой на сопротивление $r_2 + jx_2$ (где r_2 может быть суммой собственного сопротивления и подключенного внешнего сопротивления), составляет

$$\dot I_2 = \dot E_2/(r_2 + jx_2).$$

Если ротор асинхронного двигателя вращается со скоростью $\omega_2 = \omega_1(1-s)$, то в его замкнутой накоротко обмотке будет наводиться ЭДС $\dot E_{2s}$, пропорциональная частоте поля и магнитному потоку; иными словами, при том же магнитном потоке, проникаю-

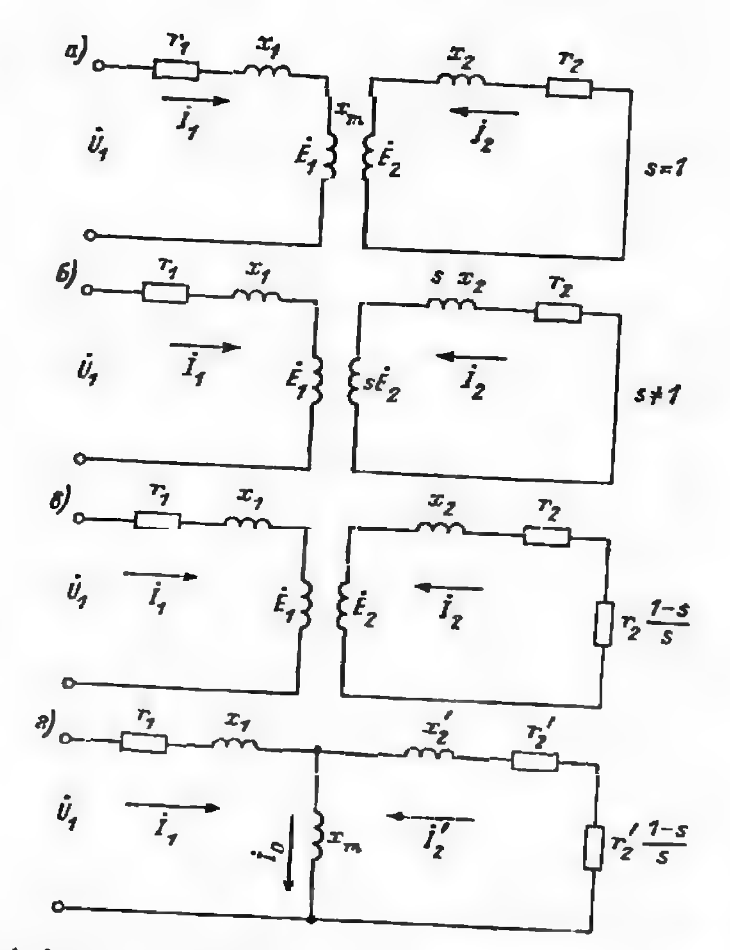


Рис. 2-4. Формирование Т-образной схемы замещения асинхронной машины, полученной по аналогии со схемой замещения трансформатора без потерь в сердечнике

щем в ротор из статора, ЭДС в обмотке ротора будет пропорциональна скольжению: $\dot E_{2s} = s\dot E_2$, а ток в обмотке ротора составит при частоте $s_1 f_1$ величину

$$\dot I_2 = \frac{s\dot E_2}{jx_2 s + r_2}, \qquad (2\text{-}32)$$

где x_2 — индуктивное сопротивление рассеяния ротора при частоте f_1, так как не только ЭДС, но и индуктивное сопротивление прямо пропорционально частоте тока. Эквивалентная схема для

этого случая показана на рис. 2-4, *б*. Если теперь отвлечься от процесса в статоре, то, разделив числитель и знаменатель выражения (2-32) на s (конечно, если $s \neq 0$), получим, что

$$\dot I_2 = \frac{\dot E_2}{jx_2 + r_2/s}; \qquad (2\text{-}33)$$

иначе говоря, ток в обмотке ротора останется неизменным, если частота составит f_1, но активное сопротивление обмотки ротора будет равно r_2/s. При этом преобразовании предполагается, что сама величина r_2 не зависит от частоты тока, т. е. вихревыми токами в проводниках ротора мы пренебрегаем. Если представить эквивалентное сопротивление ротора r_2/s как сумму r_2 и $(1-s)\,r_2/s$, то ясно, что потери в обмотке ротора по-прежнему составляют $I_2^2 r_2$, а мощность $I_2^2 r_2 (1-s)/s$ — это передаваемая на вал ротора электромагнитная мощность, благодаря которой ротор и вращается с угловой частотой $\omega_2 = (1-s)\,\omega_1$. Такому преобразованию соответствует эквивалентная схема, показанная на рис. 2-4, *в*. Она в точности соответствует эквивалентной схеме трансформатора, включенного на активную нагрузку $r_2(1-s)/s$.

Если теперь привести сопротивления и ЭДС вторичной цепи к числу витков первичной цепи с помощью коэффициентов приведения по напряжению k_e, току k_i и сопротивлению k_z:

$$k_e = \frac{k_{об1} w_1}{k_{об2} w_2}; \qquad k_i = \frac{m_2 k_{об2} w_2}{m_1 k_{об1} w_1};$$

$$k_z = \frac{m_1 k_{об1}^2 w_1^2}{m_2 k_{об2}^2 w_2^2},$$

в которые, в отличие от однофазного трансформатора, входит отношение числа фаз обмоток статора и ротора, в общем случае не равное единице, то независимые первичную и вторичную цепи можно объединить в одну Т-образную схему замещения, показанную на рис. 2-4, *г*. В этой схеме

$$r_2' = k_z r_2; \quad x_2' = k_z x_2; \quad \dot E_2' = \dot E_1 = k_e \dot E_2; \quad \dot I_2' = k_i \dot I_2.$$

Приведение к одному числу витков, как легко убедиться, не меняет отношений r к x и, следовательно, коэффициента мощности цепи, а также потерь, так как $I_2'^2 r_2' = I_2^2 r_2$.

Уравнения для токов и напряжений схемы, показанной на рис. 2-4, *г*, будут иметь следующий вид:

$$\left.\begin{aligned} \dot U_1 &= \dot I_1 (r_1 + jx_1) - \dot E_1; \\ 0 &= \dot I_2' (r_2' + jx_2') - \dot E_2' + \dot I_2' r_2' (1-s)/s. \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}34)$$

В схеме на рис. 2-4, *г* не учтены потери в стальном сердечнике магнитной цепи. Обычно их учитывают с помощью ветви, содержа-

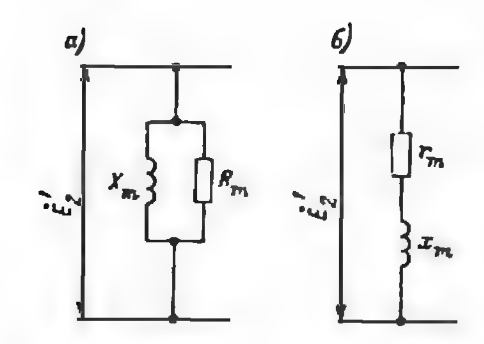


Рис. 2-5. Учет потерь в стали сердечников в схеме замещения путем различного включения активных сопротивлений

щей активное сопротивление (активную проводимость), включенной параллельно ветви x_m, как сделано на последующих рисунках. Строго говоря, активное сопротивление, эквивалентирующее потери в стальном сердечнике, зависит от режима работы машины, так как распределение магнитного поля в различных участках магнитной цепи (см. § 2-1) зависит от режима, однако на точность определения потерь в стали оказывают влияние гораздо более существенные технологические факторы, и учитывать это практически не требуется. В электрической схеме замещения активное сопротивление R_m и индуктивное X_m включаются параллельно (рис. 2-5, *а*), что удобно, так как реактивная составляющая намагничивающего тока I_μ пропорциональна напряжению и обратно пропорциональна X_m, т. е. зависит от зазора, а активная его составляющая практически зависит только от напряжения (для одного и того же типа обмотки, числа витков и т. п.). Можно представить также последовательное включение r_m и x_m (рис. 2-5, *б*).

Сопротивления, входящие в намагничивающий контур при этих вариациях схемы замещения, можно определить через потери при холостом ходе p_0 и через ток холостого хода $\dot I_0 = I_{0a} + jI_{0r}$:

$$R_m = \frac{p_0}{m_1 I_{0a}^2} = \frac{m_1 E_2'^2}{p_0}; \qquad X_m = \frac{E_2'}{I_{0r}}; \qquad r_m = \frac{p_0}{m_1 I_0^2};$$

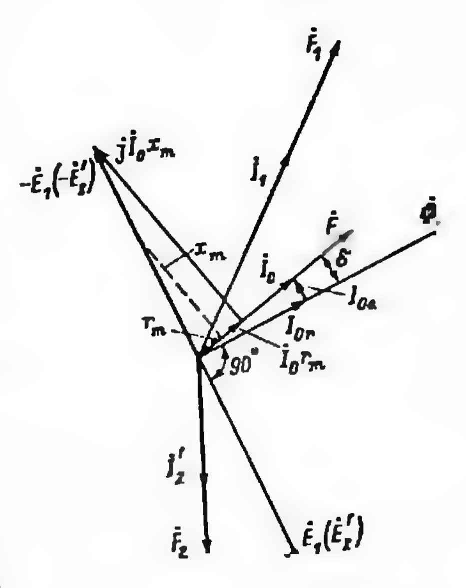
$$\dot I_0 = \frac{\dot E_2'}{r_m + jx_m} = I_{0a} + jI_{0r};$$

$$r_m = \frac{X_m R_m}{X_m^2 + R_m^2} X_m = \frac{E_2' I_{0a}}{I_0^2} \qquad (2\text{-}35)$$

$$x_m = \frac{X_m R_m}{X_m^2 + R_m^2} R_m = \frac{E_2' I_{0r}}{I_0^2}.$$

Активное сопротивление r_m, обусловленное потерями в стальном сердечнике, определяет фазовый сдвиг δ между результирующим магнитным потоком Φ, индуцирующим в обмотках статора

Рис. 2-6. Векторная диаграмма асинхронного двигателя, построенная по аналогии с диаграммой трансформатора



и ротора ЭДС $\dot E_2'$, и НС $\dot F$, являющейся результатом суммирования НС обмотки статора $\dot F_1$ и ротора $\dot F_2$ (рис. 2-6):

$$\delta = \mathrm{arctg}\frac{I_{0a}}{I_{0r}} = \mathrm{arctg}\frac{X_m}{R_m} = \mathrm{arctg}\frac{r_m}{x_m}.$$

Если считать, что параметры схемы замещения не зависят от режима работы машины, т. е. пренебречь насыщением магнитной цепи и изменением потерь в стали в зависимости от нагрузки, то получим линейную схему замещения электрической цепи, которую можно преобразовать любым удобным для дальнейших выводов образом, соблюдая только соответствующие правила преобразования для линейных цепей. Удобно преобразовать показанную на рис. 2-4 и 2-5 Т-образную схему замещения к Г-образной, показанной на рис. 2-7. Для того чтобы напряжения в узлах схемы, токи на входе и выходе ее, а также потери в ней сохранили свое значение, будем соблюдать правила преобразования. Так как $\dot I_0 = (\dot U_1 - \dot I_1 Z_1)/Z_m$, а $\dot I_1 + \dot I_2' = \dot I_0$, то

$$\dot I_1 = \frac{\dot U/Z_m - \dot I_2'}{1 + Z_1/Z_m}. \qquad (2\text{-}36)$$

Обозначим

$$1 + Z_1/Z_m = \dot c_1 = c_1 e^{j\gamma_1}$$

где

$$c_1 = \left[\frac{(r_1 + r_m)^2 + (x_1 + x_m)^2}{r_m^2 + x_m^2}\right]^{1/2}$$

$$\gamma_1 = \mathrm{arctg}\frac{x_1 r_m - r_1 x_m}{x_m(x_m + x_1) + r_m(r_m + r_1)},$$

если пользоваться схемой замещения с последовательным включе-

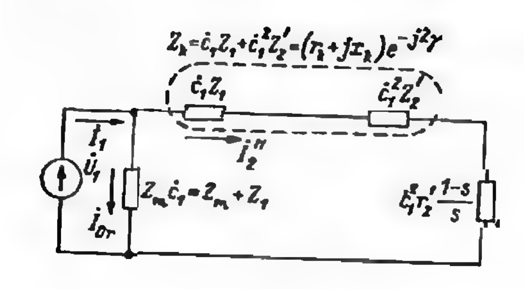


Рис. 2-7. Г-образная схема замещения

нием r_m и x_m в намагничивающий контур, или

$$c_1 = \left[\left(1 + \frac{r_1}{R_m} + \frac{x_1}{X_m}\right)^2 + \left(\frac{x_1}{R_m} - \frac{r_1}{X_m}\right)^2\right]^{1/2};$$

$$\gamma_1 = \operatorname{arctg} \frac{\dfrac{x_1}{R_m} - \dfrac{r_1}{X_m}}{1 + \dfrac{r_1}{R_m} + \dfrac{x_1}{X_m}},$$

если пользоваться схемой замещения с параллельным включением R_m и X_m в намагничивающий контур.

Обычно значение γ_1 отрицательно, так что чаще вводится угол γ, равный $-\gamma_1$. Для крупных и средних машин при частоте питающего напряжения 50 Гц угол этот невелик, не превышает, как правило, 4—5 градусов, однако для машин с высоким относительным активным сопротивлением статорной обмотки r_1, что имеет место в микромашинах, а также в машинах любой мощности при частотном регулировании и работе на малой частоте, когда $r > x$, значение γ может составлять 20—30°. Модуль $\dot c_1$ при промышленной частоте для средних и крупных машин не превышает, как правило, 1,03, а для машин относительно малой мощности может достигать 1,5 [8, 9].

Запишем выражение для тока статора $\dot I_1$, вытекающее из схемы замещения на рис. 2-7:

$$\dot I_1 = \frac{\dot U_1}{Z_1 + \dfrac{Z_m Z_2}{Z_m + Z_2}} = \frac{\dot U_1 (Z_m + Z_2')}{Z_1 Z_m + Z_2'(Z_1 + Z_m)} = \frac{\dot U_1 (Z_m + Z_2')}{Z_m (Z_1 + Z_2' \dot c_1)}. \tag{2-37}$$

Заменим в числителе (2-37) Z_m на $(Z_1 + Z_m)/\dot c_1$ и выделим в этом выражении два слагаемых:

$$\dot I_1 = \frac{\dot U_1}{\dot c_1 (Z_1 + Z_2' \dot c_1)} + \frac{\dot U_1}{Z_m \dot c_1} = \frac{\dot U_1}{Z_1 + Z_m} + \frac{\dot U_1}{\dot c_1 Z_1 + \dot c_1^2 Z_2'} = \dot I_0 + \dot I_2''. \tag{2-38}$$

Легко увидеть, что эти слагаемые соответствуют составляющим тока, замыкающимся по параллельным ветвям Г-образной схемы замещения, сопротивления которых составляют $Z_1 + Z_m$ и $\dot c_1 Z_1 + \dot c_1^2 Z_2'$, т. е. токам, которые мы обозначим $\dot I_0$ и $\dot I_2''$. Первый соответствует току, протекающему через сопротивление Z_m Т-образной схемы, а второй отличается от тока вторичной цепи Т-образной схемы знаком и меньше тока $\dot I_2'$ в c_1 раз:

$$\dot I_2'' = -\dot I_2'/\dot c_1. \tag{2-39}$$

Удобно выделить из $Z_2' \dot c_1^2$ член, соответствующий нагрузочному сопротивлению $\dot c_1^2 r_2' (1-s)/s$; тогда оставшаяся часть активного сопротивления $\dot c_1^2 r_2'$ в сумме с индуктивным сопротивлением $\dot c_1^2 x_2'$ не будет зависеть от режима (если нет вытеснения тока и насыщения). Сумму

$$Z_k = Z_1 + r_2' \dot c_1^2 + j x_2' \dot c_1^2 = (r_k + j x_k) e^{-j\gamma 2} \tag{2-40}$$

будем называть сопротивлением короткого замыкания. Если требуется учитывать $\arg \dot c_1$ (при относительно большом значении $r_m + r_1$ по сравнению с $x_m + x_1$), что может иметь место в машине малой мощности или в крупных машинах, работающих при частотном управлении в диапазоне малых частот, то

$$\left.\begin{aligned} r_k &= c_1 (r_1 \cos\gamma - x_1 \sin\gamma) + c_1^2 r_2'; \\ x_k &= c_1 (x_1 \cos\gamma + r_1 \sin\gamma) + c_1^2 x_2'. \end{aligned}\right\} \tag{2-41}$$

При малом значении γ $\cos\gamma \to 1$; $\sin\gamma \to 0$; поэтому

$$r_k \approx c_1 r_1 + c_1^2 r_2'; \quad x_k \approx c_1 x_1 + c_1^2 x_2'. \tag{2-42}$$

На основании Г-образной схемы замещения (см. рис. 2-7) можно получить аналитические выражения для мощности, передаваемой на ротор, $P_{эм}$, момента M и прочих величин, характеризующих работу двигателя или генератора в зависимости от скольжения s. Так, если продифференцировать выражение для мощности

$$P_{эм} = \frac{m U_1^2 r_2'/s}{(r_1 + c_1 r_2'/s)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2} \tag{2-43}$$

по s и приравнять производную нулю:

$$\frac{dP_{эм}}{ds} = 0$$

то получим скольжение $s_{кр}$, при котором $P_{эм}$ и момент M достигают максимального значения:

$$s_{кр} = \frac{\pm c_1 r_2'}{\sqrt{(x_1 + c_1 x_2')^2 + r_1^2}}.$$

Значение момента при этом составит

$$M_m = \frac{\pm m_1 U_1^2}{2\omega_1 c_1 \left[\sqrt{(x_1 + c_1 x_2')^2 + r_1^2} \pm r_1\right]} \approx \frac{\pm m_1 U_1^2}{2\omega_1 c_1 (x_k \pm r_1)}. \quad (2\text{-}44)$$

Здесь мы для простоты пренебрегли зависимостью M_m от γ.

Формулы для расчета важнейших характеристик асинхронной машины приведены в конце этого параграфа. Сперва помещены формулы, которые нужно применять при относительно больших γ, а затем — при относительно малых γ, когда $\sin\gamma \approx 0$, $\cos\gamma \approx 1$. Знак «+» перед скольжением соответствует двигательному режиму, а знак «—» соответствует генераторному режиму. Все приведенные ниже выражения справедливы, если сама величина r_2' не зависит от скольжения, т. е. если вытеснением тока в проводниках обмотки ротора можно пренебречь.

Приведенный на рис. 2-7 вариант схемы замещения не является единственным. Во-первых, возможны различные конфигурации схемы замещения при сохранении ее точности, во-вторых, возможны некоторые упрощения схемы, при которых точность теряется незначительно. Такие упрощения находят широкое распространение в практике расчета. Мы рассмотрим несколько модификаций схемы замещения, чтобы показать возможности ее преобразования как к точному, так и к приближенному виду.

В схеме, впервые предложенной Т. Г. Сорокером [11], активная ветвь подключена непосредственно к зажимам, а не параллельно намагничивающей ветви. Это вполне правомерно, так как потери в стали зависят от полного потока, определяемого полным напряжением.

Схема Т. Г. Сорокера приведена на рис. 2-8. Обозначив

$$Z_1 = r_1 + jx_1; \quad Z_{23}' = \frac{r_2'}{s} + jx_2'; \quad \dot{c} = \frac{Z_1 + jx_m}{jx_m},$$

получим выражения для токов

$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{U}_1}{Z_1 + \dot{c}Z_{23}'}; \quad \dot{I}_1 = \dot{U}_1 \left[\frac{1}{R_m} + \frac{1}{Z_1 + jx_m} + \frac{1}{\dot{c}(Z_1 + \dot{c}Z_{23}')}\right] =$$

$$= \dot{U}_1 \left(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{Z_1 + jx_m}\right) + \frac{\dot{I}_2'}{\dot{c}} = \dot{U}_1 \left(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{Z_1 + jx_m}\right) + \dot{I}_2'' =$$

$$= I_{0a} + jI_{0r} + \dot{I}_2''. \quad (2\text{-}45)$$

Введя дополнительные обозначения

$$\tau_1 = \frac{x_1}{x_m}; \quad \rho_1 = \frac{r_1}{x_1 + x_m},$$

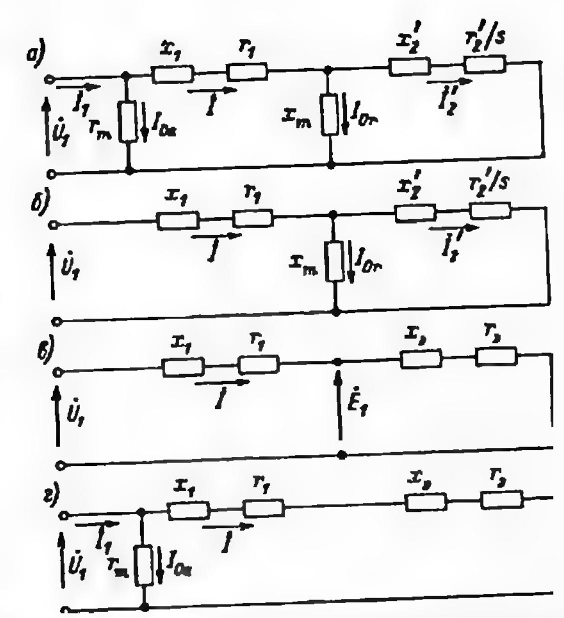


Рис. 2-8. Схема замещения Т. Г. Сорокера и ее модификации

можно получить выражение для коэффициента $\dot{c}$:

$$\dot{c} = \frac{x_1 + x_m}{x_m} - j\frac{r_1}{x_m} = (1 + \tau_1)\sqrt{1 + \rho_1^2}\, e^{j\gamma}; \quad \operatorname{tg}\gamma = -\rho_1. \quad (2\text{-}46)$$

Тогда выражение для тока $\dot{I}_2''$ сможем записать в виде

$$\dot{I}_2'' = \frac{\dot{U}_1}{(r_2' + r_2''/s) + j(x_1' + x_2'')} e^{-2j\gamma},$$

где

$$r_1' = r_1; \quad x_1' = x_1(1 + \tau_1)\left(1 + \frac{r_1}{x_1}\rho_1\right) \approx x_1(1 + \tau_1);$$

$$r_2'' = r_2'(1 + \tau_1)^2(1 + \rho_1^2) \approx r_2'(1 + \tau_1)^2; \quad x_2'' = x_2'(1 + \tau_1)^2(1 + \rho_1^2) \approx$$

$$\approx x_2'(1 + \tau_1)^2.$$

В [10] приведены расчетные формулы, полученные из различных модификаций схемы рис. 2-8, а, показанных на рис. 2-8, б, в и г. Важнейшие из этих формул приведены ниже. С их помощью можно рассчитать характеристики рабочих режимов асинхронной машины, если известны параметры схемы замещения. Легко убедиться, что значение r_m в схеме рис. 2-8, а отличается от R_m в схеме

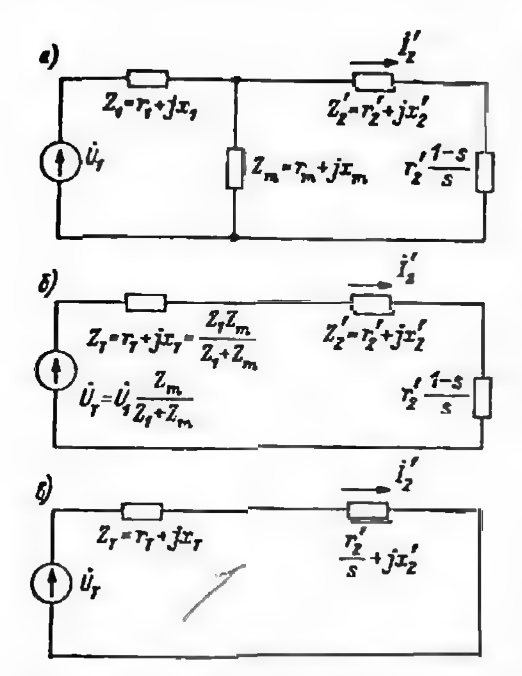


Рис. 2-9. Преобразование Т-образной схемы замещения к однолинейной с помощью теоремы Тевенена

рис. 2-5 при параллельном соединении X_m и R_m тем, что не зависит от E_2':

$$r_m = \frac{p_0}{m_1 I_{0a}^2}; \quad I_{0a} = \frac{U_1}{r_m};$$

отсюда $r_m = \frac{m_1 U_1^2}{p_0}$.

Еще один вариант схемы замещения, основанной на преобразовании схемы рис. 2-4, *г* с активным сопротивлением, включенным в контур намагничивания по типу рис. 2-5, *б*, показан на рис. 2-9 [13]. Идея такого преобразования получена из теоремы Тевенена.

Вытекающие из этого варианта схемы замещения расчетные формулы также приведены в виде сводки в конце настоящего параграфа.

Для практических расчетов, особенно крупных машин, схемы замещения можно упрощать, основываясь на том, что сопротивление r_1 мало по сравнению с x_1.

В Г-образной схеме замещения, еще с 30-х годов часто используемой в заводской практике (рис. 2-10), намагничивающий контур вынесен на зажимы статора, активное сопротивление этого контура включено параллельно реактивному и определяется по суммарным потерям: в стали, в статорной обмотке при холостом ходе и механическим потерям.

$$R_m = \frac{p_0}{m_1 I_{0a}^2} = \frac{m_1 U_1^2}{p_0},$$

что дает возможность, как и в схеме замещения Т. Г. Сорокера, считать, что $r_1' = r_1$, т. е. исходить из предположения, что R_m и в первоначальной схеме замещения было включено на зажимы статора. Коэффициент c_1 считается вещественным числом,

$$c_1 = 1 + \frac{I_0 x_1}{U_1 - I_0 x_1} \approx 1 + \frac{x_1}{x_m},$$

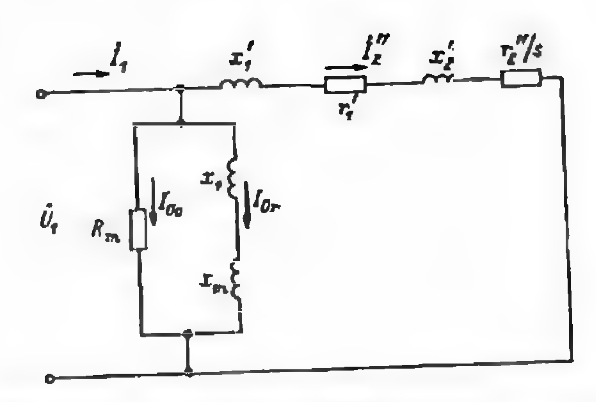


Рис. 2-10. Г-образная упрощенная схема замещения

а параметры схемы определяются следующим образом

$$\left.\begin{aligned} r_1' &= r_1; \quad x_1' = x_1 c_1; \\ r_2'' &= r_2' c_1^2; \quad x_2'' = x_2' c_1^2; \\ r_k' &= r_1' + r_2''; \quad x_k' = x_1' + x_2''. \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}47)$$

Из большого числа упрощенных схем замещения, которые можно получить, используя схемы рис. 2-4, 2-5 и 2-8, приведем только одну, которая благодаря простоте позволяет при использовании каталожных данных асинхронных машин рассчитывать различные режимы с достаточной для практики точностью, исключая, однако, двухклеточные и глубокопазные машины. Эта схема была предложена и использована К. Вейноттом [13] и основана на том факте, что обычно значения x_1' и x_2' асинхронных машин с одной клеткой ротора близки друг к другу, так что можно принять $x_1 \approx x_2'$. Эта схема показана на рис. 2-11, а полученные из нее расчетные формулы приведены в общей сводке формул.

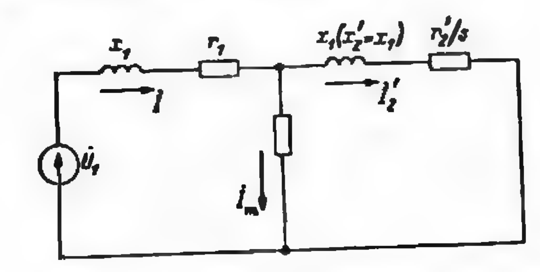


Рис. 2-11. Схема замещения для приближенных расчетов

Сводка важнейших формул

Формулы, вытекающие из Г-образной схемы замещения на рис. 2-7:

I. Уточненные формулы ($\gamma \neq 0$). Приведенный ток ротора (А)

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left[r_1 + c_1\left(\frac{r_2'}{s}\cos\gamma + x_2'\sin\gamma\right)\right]^2 + \left[x_1 + c_1\left(x_2'\cos\gamma - \frac{r_2'}{s}\sin\gamma\right)\right]^2}}.$$

Полный механический момент (Н·м)

$$M = \frac{m_1 U_1^2 r_2'}{s\omega_1\left\{\left[r_1+c_1\left(\frac{r_2'}{s}\cos\gamma+x_2'\sin\gamma\right)\right]^2+\left[x_1+c_1\left(x_2'\cos\gamma-\frac{r_2'}{s}\sin\gamma\right)\right]^2\right\}}.$$

Скольжение, соответствующее заданному моменту M на восходящей и падающей ветвях кривой $M(s)$,

$$s_{I,II} = \frac{c_1 r_2'}{Q \pm \sqrt{Q^2 - (r_1 + c_1 x_2'\sin\gamma)^2 - (x_1 + c_1 x_2'\cos\gamma)^2}},$$

где

$$Q = \frac{m_1U_1^2}{2\omega_1 M c_1} - r_1\cos\gamma + x_1\sin\gamma.$$

Скольжение, соответствующее полной механической мощности P_2' на восходящей и падающей ветвях кривой $P_2'(s)$,

$$s_{1,2} = \frac{c_1r_2'}{R \pm \sqrt{R^2 - (r_2 + c_1x_2'\sin\gamma)^2 - (x_1+c_1x_2'\cos\gamma)^2 - \frac{m_1U_1^2r_2'}{P_2'}}},$$

где

$$R = \frac{m_1U_1^2}{2P_2'c_1} - r_1\cos\gamma + x_1\sin\gamma.$$

Максимальный момент (Н·м)

$$M_m = \frac{\pm m_1U_1^2}{2\omega_1c_1\left[\sqrt{T^2+(x_1\cos\gamma+r_1\sin\gamma+c_1x_2')^2}\pm T\right]},$$

где $T = r_1\cos\gamma - x_1\sin\gamma$; знак «+» для двигательного режима, а «—» для генераторного.

Скольжение, соответствующее моменту M_m,

$$s_{\text{кр}} = \frac{\pm c_1r_2'}{\sqrt{(r_1 + c_1x_2'\sin\gamma)^2 + (x_1 + c_1x_2'\cos\gamma)^2}}.$$

Максимум полной механической мощности

$$P_{2m}' = \frac{\pm m_1U_1^2}{2c_1\left[\sqrt{Y^2+(x_1\cos\gamma+r_1\sin\gamma+c_1x_2')^2}\pm Y\right]},$$

где

$$Y = r_1\cos\gamma - x_1\sin\gamma + c_1r_2'.$$

Скольжение, соответствующее мощности P_{2m}',

$$s_p = \frac{1}{1\pm\sqrt{1+D/(c_1r_2')^2}},$$

где

$$D = r_1^2 + x_1^2 + (c_1x_2')^2 + 2c_1[x_2'(r_1\sin\gamma + x_1\cos\gamma) + r_2'(r_1\cos\gamma - x_1\sin\gamma)].$$

Отношение ЭДС к фазному напряжению U_1

$$\alpha = [(r_2'/s)^2 + (x_2')^2]^{1/2}\left\{\left[r_1+c_1\left(\frac{r_2'}{s}\cos\gamma+x_2'\sin\gamma\right)\right]^2+\left[x_1+c_1\left(x_2'\cos\gamma-\frac{r_2'}{s}\sin\gamma\right)\right]^2\right\}^{-1/2}$$

Относительный момент

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2+\beta's_{\text{кр}}}{\frac{s}{s_{\text{кр}}}+\frac{s_{\text{кр}}}{s}+\beta's_{\text{кр}}},$$

где

$$\beta' = \frac{2(r_1\cos\gamma - x_1\sin\gamma)}{c_1r_2'}.$$

2. Общеупотребительные формулы ($\gamma = 0$). Приведенный ток ротора (А)

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + c_1 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}}.$$

Полный механический момент (Н·м)

$$M = \frac{m_1 U_1^2 r_2'}{s\omega_1 \left[\left(r_1 + c_1 \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2\right]}.$$

Скольжение, соответствующее заданному моменту M,

$$s_{1,11} = \frac{c_1 r_2'}{K \pm \sqrt{K^2 - r_1^2 - (x_1 + c_1 x_2')^2}}, \text{ где } K = \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_1 M c_1} - r_1.$$

Скольжение, соответствующее полной механической мощности P_2',

$$s_{1,2} = \frac{c_1 r_2'}{L \pm \sqrt{L^2 - r_1^2 - (x_1 + c_1 x_2')^2 - \frac{m_1 U_1^2 r_2'}{P_2'}}},$$

где

$$L = \frac{m_1 U_1^2}{2 P_2' c_1} - r_1.$$

Максимальный момент (Н·м)

$$M_m = \frac{\pm m_1 U_1^2}{2\omega_1 c_1 \left[\sqrt{r_1^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2} \pm r_1\right]}.$$

Скольжение, соответствующее моменту M_m,

$$s_{кр} = \frac{\pm c_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}}.$$

Максимум полной механической мощности

$$P_{2m}' = \frac{\pm m_1 U_1^2}{2c_1 \left[\sqrt{(r_1 + c_1 r_2')^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2} \pm (r_1 + c_1 r_2')\right]}.$$

Скольжение, соответствующее мощности P_{2m}',

$$s_p = \frac{c_1 r_2'}{c_1 r_2' \pm \sqrt{(r_1 + c_1 r_2')^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}}.$$

Отношение ЭДС к фазному напряжению U_1

$$\alpha = \sqrt{\frac{(r_2'/s)^2 + (x_2')^2}{(r_1 + c_1 r_2'/s)^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}}.$$

Относительный момент

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2 + \beta s_{кр}}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s} + \beta s_{кр}}, \text{ где } \beta = \frac{2r_1}{c_1 r_2'}$$

Формулы, основанные на схеме замещения Т. Г. Сорокера [11] *и ее модификациях* [2—6]. Эквивалентные сопротивления (схемы *в* и *г* на рис. 2-8)

$$r_э = \frac{x_m^2 s}{r_2' \left[1 + \left(\frac{x_m + x_2'}{r_2'/s}\right)^2\right]}; \quad x_э = x_m - r_э \frac{x_m + x_2'}{r_2'/s}.$$

Сопротивление, по которому проходит ток $\dot{I}$ (схемы *в* и *г*),

$$Z = r_1 + r_э + j(x_1 + x_э).$$

Электромагнитная мощность (схемы *в* и *г*)

$$P_{эм} = \frac{m_1 U_1^2}{z^2} r_э = \frac{m_1 U_1^2}{R_2'/s + 2r_1 + R_2'' s},$$

где

$$R_2' = r_2' \left[\left(\frac{r_1}{x_m}\right)^2 + \left(1 + \frac{x_1}{x_m}\right)^2\right];$$

$$R_2'' = r_2' \left\{\left[\frac{r_1}{r_2'}\left(1 + \frac{x_2'}{x_m}\right)\right]^2 + \left[\frac{x_1}{r_2'}\left(1 + \frac{x_2'}{x_m}\right) + \frac{x_2'}{r_2'}\right]^2\right\}$$

Максимальное значение мощности $P_{эм}$

$$P_{эм\,max} = \frac{m_1 U_1^2}{2\left(r_1 + \sqrt{R_2' R_2''}\right)}.$$

Мощность в режиме короткого замыкания (схемы *в* и *г*)

$$P_{эм.к.з} = \frac{m_1 U_1^2}{2r_1 + R_2' + R_2''}.$$

Скольжение, соответствующее $P_{эм\,max}$,

$$s_{кр} = \pm \sqrt{R_2'/R_2''}.$$

Скольжение, соответствующее полной механической мощности P_2' (схемы *в* и *г*),

$$s = \frac{\frac{R}{2} - r_1 \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2} - r_1\right)^2 - R_2'(R_2'' - R)}}{R + R_2''},$$

где $R = \frac{m_1 U_1^2}{P_2'}$.

Активная и реактивная составляющие тока $\dot{I}$ (схемы *в* и *г*)

$$I_a = \frac{U_1}{\frac{R_2'}{s} + 2r_1 + R_2'' s} \frac{r_1 + r_3}{r_3};$$

$$I_r = \frac{U_1}{\frac{R_2'}{s} + 2r_1 + R_2'' s} \frac{x_1 + x_3}{r_3}.$$

Ток I (схемы *в* и *г*), I_{0a} (схема *в*), I_1 (схема *г*):

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_r^2}; \qquad I_{0a} = \frac{U_1}{R_m}; \qquad I_1 = \sqrt{(I_a + I_{0a})^2 + I_r^2}.$$

Коэффициент мощности

$$\cos\varphi = \frac{I_{0a} + I_a}{I_1}\left(1 + \frac{2r_1}{R_m}\right).$$

ЭДС статорной обмотки (схема *в*)

$$E_1 = I\sqrt{r_3^2 + x_3^2} = U_1 \sqrt{\frac{r_3^2 + x_3^2}{r_3(R_2'/s + 2r_1 + R_2'' s)}}.$$

ЭДС статорной обмотки на холостом ходу (схема *а*)

$$E_{1\,х.х} = \frac{U_1 x_m}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_m)^2}} \approx \frac{U_1 x_m}{x_1 + x_m}.$$

Расчетные формулы, полученные с помощью теоремы Тевенена [17]. Сопротивление Тевенена

$$Z_T = \frac{Z_1 Z_m}{Z_1 + Z_m} = \frac{(r_1 + jx_1)(r_m + jx_m)}{r_1 + r_m + j(x_1 + x_m)}.$$

Активное и индуктивное сопротивления Тевенена

$$r_T = \mathrm{Re}\, Z_T; \qquad x_T = \mathrm{Im}\, Z_T.$$

Напряжение

$$\dot{U}_T = \dot{U}_1 \frac{r_m + jx_m}{r_1 + r_m + j(x_1 + x_m)}.$$

Приведенный ток ротора

$$I_2' = \frac{U_T}{\sqrt{\left(r_T + \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_2' + x_T)^2}}.$$

Полный механический момент

$$M = \frac{m_1}{\omega_1}(I_2')^2 \frac{r_2'}{s} = \frac{m_1}{\omega_1} \frac{U_T^2 r_2'/s}{\left(r_T + \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_2' + x_T)^2}.$$

Максимальный момент

$$M_m = \frac{m_1}{\omega_1} \frac{0{,}5 U_T^2}{r_T + \sqrt{r_T^2 + (x_2' + x_T)^2}}.$$

Критическое скольжение

$$s_{кр} = \frac{r_2'}{\sqrt{r_T^2 + (x_2' + x_T)^2}}.$$

Относительный момент

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2\left[r_T + \sqrt{r_T^2 + (x_2' + x_T)^2}\right] r_2'/s}{\left(r_T + \frac{r_2'}{s}\right)^2 + (x_2' + x_T)} =$$

$$= \frac{1 + \lambda}{1 + \frac{\lambda}{2}\left(\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s}\right)},$$

где

$$\lambda=\sqrt{1+\left(\frac{x_2'+x_T}{r_T}\right)^2}\,.$$

Расчетные формулы, основанные на схеме замещения Вейнотта [13]. Вспомогательные величины (параметры Вейнотта):

$$x_k=x_1\left(1+\frac{x_m}{x_m+x_1}\right);\qquad x_0=x_1+x_m;$$

$$K=\frac{x_m}{x_0};\qquad I_0=\frac{U_1}{x_0};$$

$$F_1=x_k-\frac{r_m}{x_0}r_1;\qquad F_2=r_2';\qquad F_3=\frac{r_2'}{x_0}(r_1+r_m)$$

$$F_4=r_1+\frac{2}{1+K}\,\frac{r_mx_k}{x_0};\qquad F_5=I_0r_m;\qquad F_6=I_0r_2';$$

$$F_7=U_1\sqrt{K^2+(r_m/x_0)^2};\qquad V=\frac{F_3}{s}-F_1;\qquad W=\frac{F_2}{s}+F_4.$$

Токи:

$$\dot I_1=\frac{F_5+F_6/s+jU_1}{V+jW};\qquad \dot I_2'=\frac{F_7}{\sqrt{V^2+W^2}};\qquad \dot I_0=\frac{F_6/s+jI_0x_1}{V+jW}.$$

Момент

$$M=\frac{I_2'^2r_2'm_1}{s\omega_1}=-\frac{F_7^2r_2'm_1}{[(F_3/s-F_1)^2+(F_2/s+F_4)^2]\,s\omega_1}.$$

Критическое скольжение и максимальный момент:

$$s_{кр}=\sqrt{\frac{F_2^2+F_3^2}{F_1^2+F_4^2}}=$$

$$=r_2'\sqrt{\frac{1+\left(\frac{r_1+r_m}{x_0}\right)^2}{\left(x_k+\frac{r_m}{x_0}r_1\right)^2+\left(r_1+\frac{2x_k}{1+K}\,\frac{r_m}{x_0}\right)^2}};$$

$$M_m=-\frac{0{,}5F_7^2r_2'm_1/\omega_1}{\sqrt{(F_3^2+F_2^2)(F_1^2+F_4^2)}+F_2F_4-F_1F_3};$$

при $r_m=0$

$$s_{кр}=\frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2+x_k^2}}\sqrt{1+\left(\frac{r_1}{x_0}\right)^2}\approx\frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2+x_k^2}}$$

$$M_m=\frac{(U_1K)^2m_1/\omega_1}{2\left(\sqrt{r_1^2+x_k^2}+K^2r_1\right)}.$$

2-3. Круговая диаграмма асинхронной машины

На основании схемы замещения для установившегося симметричного режима может быть получена круговая диаграмма для определения тока, момента, полной и полезной мощности, а также для расчета скольжения. Долгое время круговая диаграмма была наиболее распространенным способом расчета режимов работы асинхронной машины, в настоящее время ею также пользуются довольно часто, поэтому ниже будет описано построение и использование круговой диаграммы.

Треугольник сопротивлений цепи ротора $AF'E'$ на рис. 2-12 повернут относительно координатных осей $+1$ и $+j$ на угол 2γ против часовой стрелки, так как модуль Z_2 умножается на $e^{-2j\gamma}$.

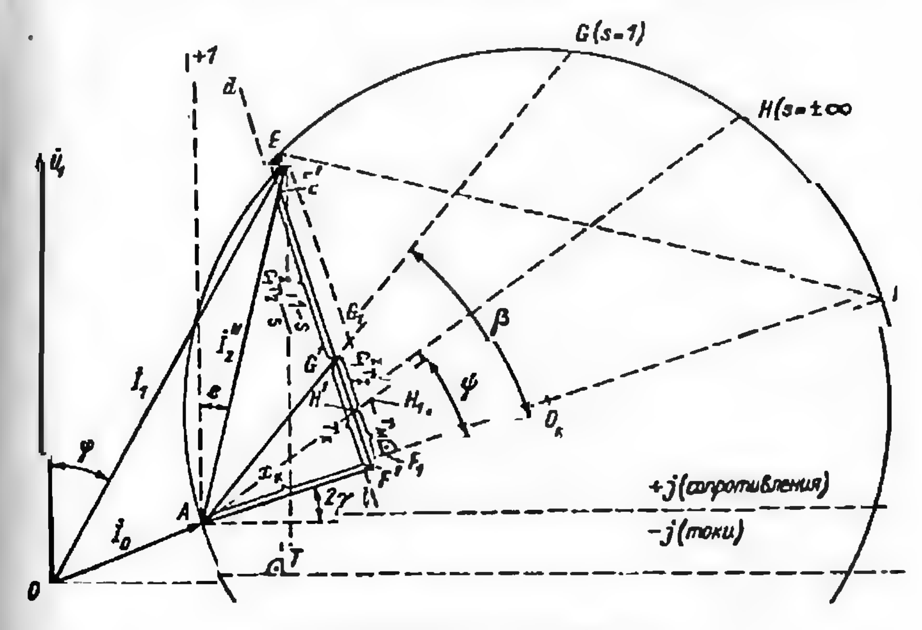


Рис. 2-12. Круговая диаграмма

Линия d—d, на которой расположены точки F', H', G' и E', является геометрическим местом концов вектора полного электрического сопротивления цепи главного тока $Z_2'' = Z_k + \dot c_1^2 r_2' (1-s)/s$ при изменении скольжения s. При $s = 1$ точка E' совпадает с точкой G', при $s = \infty$ — с точкой H', отрезок $F'H'$ при этом равен разности r_k и $c_1^2 r_2'$:

$$r_k - c_1^2 r_2' = c_1 (r_1 \cos 2\gamma - x_1 \sin 2\gamma). \qquad (2\text{-}48)$$

В режиме двигателя точка E' находится на отрезке $E'G'$, в режиме тормоза — на отрезке $G'H'$, а в режиме генератора $(-\infty < s < 0)$ — ниже точки H'.

Так как вектор тока $\dot I_2''$ определяется выражением

$$\dot I_2'' = \frac{\dot U_1}{Z_k + \dot c_1^2 r_2' \frac{1-s}{s}}, \qquad (2\text{-}49)$$

где U_1 — вещественное число, а знаменатель — комплексное число с модулем $\left[\left(r_k + c_1^2 r_2' \frac{1-s}{s}\right)^2 + x_k^2\right]^{0.5}$ и аргументом ε, то модуль вектора $\dot I_2''$ составит

$$I_2'' = U_1 \left[\left(r_k + c_1^2 r_2' \frac{1-s}{s}\right)^2 + x_k^2\right]^{-0.5},$$

а аргумент будет равен аргументу знаменателя с обратным знаком:

$$\varepsilon = -2\gamma + \operatorname{arctg} \frac{x_k}{r_k + c_1^2 r_2' \frac{1-s}{s}}. \qquad (2\text{-}50)$$

Угол ε можно откладывать в положительном направлении, если условиться, что полуось координат $+j$ для сопротивлений совпадает с полуосью координат $-j$ для токов; тогда ток ротора будет направлен по линии AE' и совпадет с вектором AE (см. рис. 2-12), соответствующим току $\dot I_2''$.

Модуль тока $\dot I_2''$ достигает максимума при минимуме знаменателя выражения (2-49), когда

$$r_k + c_1^2 r_2' \frac{1-s}{s} = 0, \qquad (2\text{-}51)$$

и равен U_1/x_k. Направление этого тока $\dot I_k$ определяется тем, что он проходит через точку F', т. е. лежит на продолжении прямой AF', а конец его попадает в точку F. Если на линии AF как на диаметре построить окружность, то она будет геометрическим местом концов векторов тока $\dot I_2''$ при любом скольжении и постоянном напряжении U_1. Действительно, для произвольной точки E, если

она лежит на этой окружности, должно быть справедливо отношение $|AE|/|AF_1| = |AF|/|AE|$. С другой стороны, в силу подобия треугольников AEF_1 и $AE'F'$ имеет место равенство $|AE|/|AF_1| = |AE'|/|AF'|$.

Следовательно, $|AF|/|AE| = |AE'|/|AF'|$, т. е.

$$\frac{U_1/x_k}{|AE|} = \left(Z_k + c_1^2 r_2' \frac{1-s}{s}\right)\frac{1}{x_k}$$

и

$$|AE| = \frac{U_1}{z_k + c_1^2 r_2' \frac{1-s}{s}} = I_2''. \qquad (2\text{-}52)$$

Естественно, что построение ведется в соответствующем масштабе для токов, напряжений и мощностей. Следовательно, вектор, проведенный из точки A (начало диаграммы) в любую точку окружности, даст значение тока $\dot I_2''$ (длина вектора будет пропорциональна модулю тока, а направление — соответствовать аргументу) для одного значения скольжения s в диапазоне от $s = 0$ (режим идеального холостого хода) до $s = \infty$ (режим идеального короткого замыкания или идеального электромагнитного тормоза), а также для генераторного режима $(-\infty < s < 0)$.

Ток идеального холостого хода при нулевом скольжении

$$\dot I_{\text{п}} = \dot I_{\text{па}} + \dot I_{0i} = \frac{\dot U_1}{Z_1 + Z_m} \qquad (2\text{-}53)$$

со своим модулем и аргументом строится так, чтобы его конец совпадал в точке A с началом вторичных токов. Тогда, построив общую систему координат с началом в точке O, получим ток статора в любом режиме как геометрическую сумму токов $\dot I_0$ и $\dot I_2''$ (см. рис. 2-11), направленный под углом φ к оси ординат (вещественной оси).

Прежде чем пояснить пользование круговой диаграммой для расчета режимов работы асинхронной машины, напомним читателю энергетическую диаграмму, показанную на рис. 2-13, в которой все потери мощности показаны стрелками с соответствующими обозначениями. Диаграмма построена для двигательного режима, в котором все потери и полезная мощность забираются из питающей сети. Для генераторного режима потери будут покрываться за счет активной мощности первичного двигателя, т. е. с вала генератора: из сети асинхронный генератор потребляет только реактивную мощность для возбуждения поля. Читатель без труда самостоятельно построит энергетическую диаграмму для генераторного режима.

Как указывалось выше, потери в роторе пропорциональны передаваемой на ротор мощности $P_{\text{эм}}$ и скольжению s, т. е. $p_2 = sP_{\text{эм}}$.

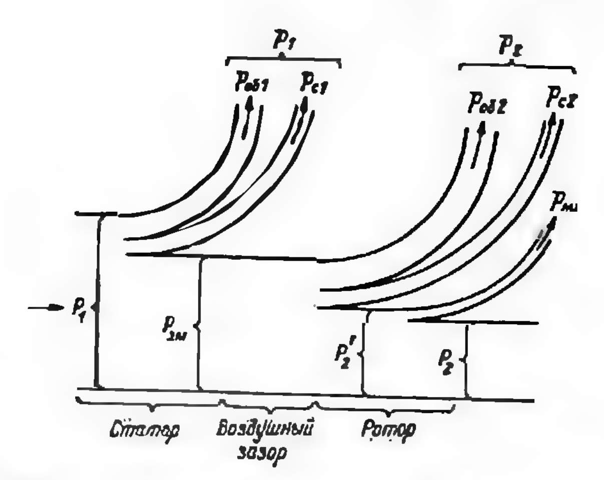


Рис. 2-13. Энергетическая диаграмма асинхронной машины при работе двигателей

а передаваемая на ротор полезная мощность составляет $P_2' = (1-s)\,P_{эм}$; следовательно, $P_2' = (1-s)\,p_2/s$. Так как в диапазоне рабочих скольжений потери в стали ротора обычно меньше, чем в его обмотке, то можно считать, что $P_2' = (1-s)\,mI_2'^2r_2'/s$.

Для анализа круговой диаграммы примем масштабы тока C_I (А/мм) и мощности C_P (В·А/мм или Вт/мм). В любом случае $C_P = mUC_I$.

Потребляемая активная мощность в этом масштабе будет

$$\frac{P_1}{C_P} = \frac{m_1U_1I_1\cos\varphi}{C_P} = \frac{I_1\cos\varphi}{C_I} = |OE|\cos\varphi = |ET|. \qquad (2\text{-}54)$$

Прямая OT на рис. 2-12 называется линией первичной мощности; при этом потребляемая из сети активная мощность в любом режиме составит

$$P_1 = |ET|\,C_P, \qquad (2\text{-}55)$$

т. е. будет равна длине перпендикуляра, опущенного из любой точки круговой диаграммы на ось OT в масштабе C_P. Реактивная мощность соответственно составит

$$Q_1 = |OT|\,C_P = |OE|\sin\varphi, \qquad (2\text{-}56)$$

т. е. будет равна длине отрезка OT, умноженной на масштаб мощности.

Аналогично легко доказать, что полная механическая мощность (полезная механическая мощность плюс механические потери) равна длине отрезка $|EG_1|$, умноженного на масштаб мощности, т. е

длине отрезка на перпендикуляре, опущенном из точки E на линию AF:

$$P_2' = |EG_1|\,C_P \qquad (2\text{-}57)$$

Скольжение s можно определить по отношению отрезка H_1G_1 к отрезку H_1E:

$$\frac{|H_1G|}{|H_1E|} = \frac{|H'G'|}{|H'E'|} = \frac{|H'G'|}{|H'G'|+|G'E'|} =$$

$$= \frac{c_1^2r_2'}{c_1^2r_2' + c_1^2r_2'\dfrac{1-s}{s}} = s.$$

Электромагнитная мощность в масштабе C_P равна отрезку H_1E:

$$P_{эм} = |H_1E|\,C_P,$$

а механический момент можно определить по формуле

$$M = \frac{|H_1E|\,C_P}{\omega_1}. \qquad (2\text{-}58)$$

2-4. Методы математического исследования установившихся и переходных режимов асинхронных машин, основанные на обобщенной теории

Обобщенная теория вращающейся электрической машины позволяет описать поведение этой машины в установившемся или переходном режиме, оперируя дифференциальными уравнениями, составленными не для реальных цепей обмоток реальной машины, а для цепей обмоток некоторой модельной машины, получаемой из реальной машины соответствующим преобразованием координат. Система уравнений модельной машины, как правило, удобнее и позволяет получить более наглядные решения. На рис. 2-14 изображена схема идеализированной трехфазной асинхронной машины (идеализация состоит в том, что обмотки сосредоточены, зазор равномерен, зубцы отсутствуют, насыщение стали пренебрежимо мало, взаимной индукцией лобовых частей обмоток статора и ротора пренебрегаем). Индуктивность фазы статора обозначим L_{AA}, ротора L_{aa}; взаимную индуктивность между фазовыми обмотками статора — L_{AB} и ротора L_{ab}. Ось любой из фаз ротора повернута относительно оси соответствующей фазы статора на угол γ, являющийся функцией времени:

$$\gamma = \int_0^t \omega_2 dt = \int_0^t (1-s)\,\omega_1 dt. \qquad (2\text{-}59)$$

Поэтому взаимная индуктивность между фазой ротора и фазой статора зависит от их взаимного расположения, достигая макси-

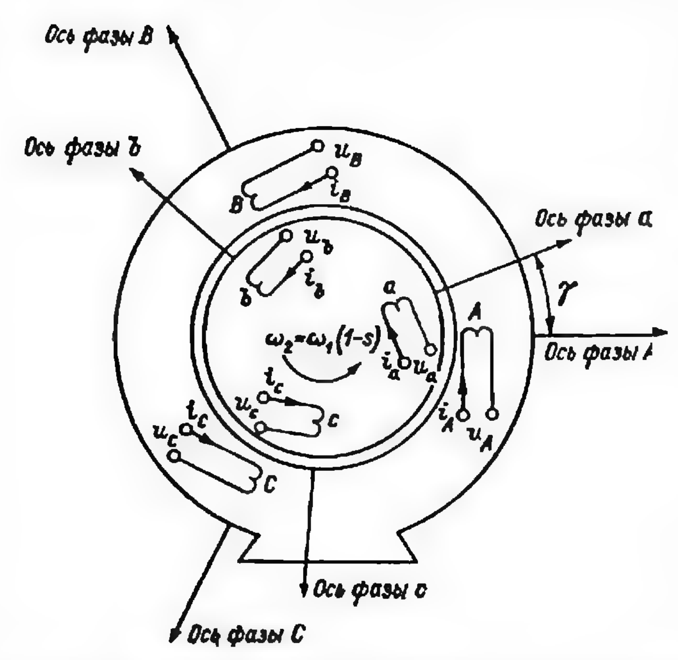


Рис. 2-14. Схема двухполюсной машины с фазным ротором, на основе которой поясняется переход к системам вращающихся координат

мума при совпадении геометрических осей, равного L_{Aa}. Обозначим

$$L_{11}=L_{AA}-L_{AB};\qquad L_{22}=L_{aa}-L_{ab};\qquad L_{12}=\frac{3}{2}L_{Aa}. \qquad (2\text{-}60)$$

Запишем систему уравнений для фазных напряжений, токов и потокосцеплений обмоток статора и ротора:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} r_1 + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} r_2' + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}; \qquad (2\text{-}61)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} L_{AA} + \begin{bmatrix} i_B+i_C \\ i_C+i_A \\ i_A+i_B \end{bmatrix} L_{AB} + C_\gamma \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} L_{Aa} =$$

$$= \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} L_{11} + C_\gamma \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} L_{Aa}; \qquad (2\text{-}62)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} L_{aa} + \begin{bmatrix} i_c+i_b \\ i_c+i_a \\ i_a+i_b \end{bmatrix} L_{ab} + C_\gamma^{\tau} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} L_{Aa} =$$

$$= \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} L_{22} + C_\gamma^{\tau} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} L_{Aa}. \qquad (2\text{-}63)$$

Входящие в системы уравнений (2-62) и (2-63) квадратные матрицы C_γ и C_γ^{τ} имеют следующий вид:

$$C_\gamma = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \cos\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\gamma & \cos\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\gamma \end{bmatrix};$$

$$C_\gamma^{\tau} = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\gamma & \cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\gamma \end{bmatrix}$$

Подставив выражения для потокосцеплений (2-62) в (2-61) и (2-63), получим систему из шести дифференциальных уравнений относительно шести переменных: i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c с коэффициентами, зависящими от времени или от угла, причем эта зависимость включает в себя тригонометрические функции вида $\cos\gamma$.

Чтобы избавиться от переменных коэффициентов в системах уравнений для фазных токов, напряжений и потокосцеплений, прибегают к замене трехфазной обмотки, по каждой из фаз которой протекают переменные токи, неподвижной обмоткой машины постоянного тока с расположенными на коллекторе под прямым углом друг к другу двумя парами вращающихся щеток, к которым подведено постоянное напряжение (рис. 2-15). Частота вращения щеток соответствует частоте вращения поля статора ω_1. Поле ста-

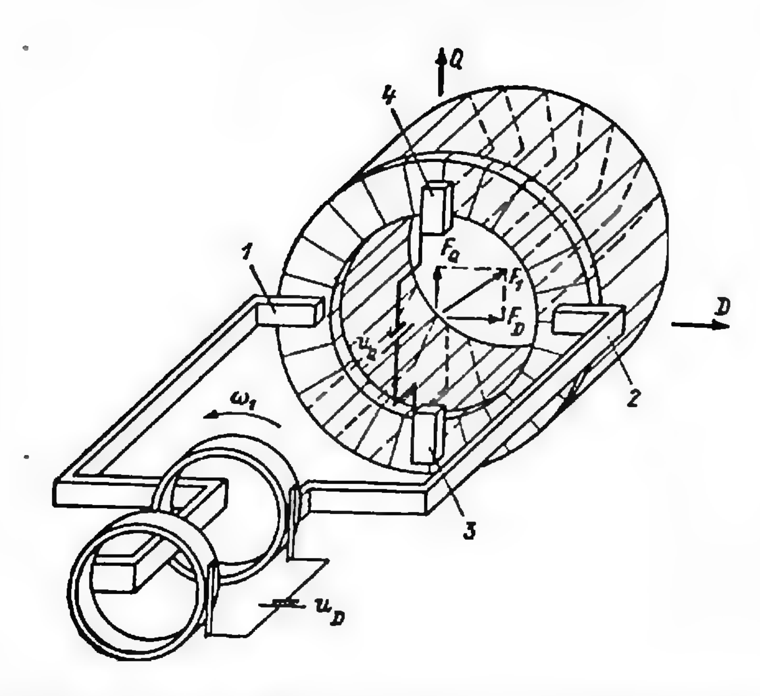


Рис. 2-15. Физическая модель, соответствующая преобразованию D, Q, 0 в статоре

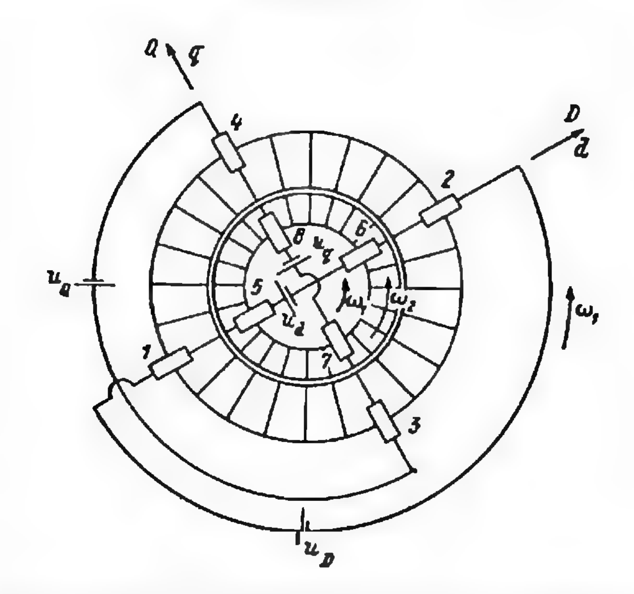


Рис. 2-16. Преобразование D, Q, 0 в статоре и d, q, 0 в роторе

тора тогда будет направлено по оси щеток, и в статоре возникнут два независимых вращающихся поля, ориентированные по осям D и Q. Аналогичную замену моделей можно провести и в роторе (рис. 2-16). Можно интерпретировать замену математической модели и по-другому: пусть вместо трех неподвижных обмоток, питаемых от источника переменного напряжения, на статоре расположены две вращающиеся с частотой ω_1 обмотки, питаемые от источника постоянного напряжения; аналогичные обмотки расположены в роторе, но их частота вращения составляет ω_2, а все явления мы рассматриваем в системе координат, вращающейся относительно статора с частотой ω_1 и, следовательно, неподвижной относительно вращающихся обмоток статора.

Показано [14, 25], что любую систему фазных векторов i_i, u_i и ψ_i, где $i = A, B, C$ или a, b, c, можно представить в новой, вращающейся с синхронной скоростью системе координат D, Q, 0 в виде трех векторов i_k, u_k, ψ_k, где $k = D, Q, 0$ или d, q, 0, с помощью преобразования вида

$$A_D = \frac{2}{3}\left[A_A \cos\theta + A_B \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + A_C \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right];$$

$$A_Q = -\frac{2}{3}\left[A_A \sin\theta + A_B \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + A_C \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right];$$

$$A_0 = \frac{1}{3}(A_A + A_B + A_C). \tag{2-64}$$

Здесь A обозначает i, u или ψ, а угол θ для статора составляет

$\theta_s = \omega_1 t$, а для ротора $\theta_r = \int_0^t \omega_1 s dt$.

В матричной форме это преобразование запишется следующим образом:

$$\begin{bmatrix} A_D \\ A_Q \\ A_{0s} \end{bmatrix} = C_{\theta_s} \begin{bmatrix} A_A \\ A_B \\ A_C \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} A_d \\ A_q \\ A_{0r} \end{bmatrix} = C_{\theta_r} \begin{bmatrix} A_a \\ A_b \\ A_c \end{bmatrix} \tag{2-65}$$

для токов, напряжений и потокосцеплений.

Если токи, напряжения и потокосцепления нулевой последовательности отсутствуют, что имеет место, например, при соединении обмоток фаз статора в звезду без нейтрального провода, то уравнения (2-61) — (2-63) в системе координат D, Q, 0 или d, q, 0 запишутся следующим образом:

$$\begin{bmatrix} u_D \\ u_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} r_1 + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\psi_Q \\ \psi_D \end{bmatrix} \omega_1;$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} r_2' + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix} \omega_1 s; \qquad (2\text{-}66)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} L_{11} + \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} L_{12}; \quad \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} L_{22} + \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} L_{12}. \qquad (2\text{-}67)$$

Подставив выражения для потокосцеплений (2-67) в (2-66), получим следующие уравнения, связывающие токи и напряжения в осях D и Q, d и q:

$$\left.\begin{aligned} u_D &= i_D r_1 + L_{11}\frac{di_D}{dt} + L_{12}\frac{di_d}{dt} - L_{11}\omega_1 i_Q - L_{12}\omega_1 i_q; \\ u_Q &= i_Q r_1 + L_{11}\frac{di_Q}{dt} + L_{12}\frac{di_q}{dt} + L_{11}\omega_1 i_D + L_{12}\omega_1 i_d; \\ u_d &= i_d r_2' + L_{22}\frac{di_d}{dt} + L_{12}\frac{di_D}{dt} - L_{22}\omega_1 s i_q - L_{12}\omega_1 s i_Q; \\ u_q &= i_q r_2' + L_{22}\frac{di_q}{dt} + L_{12}\frac{di_Q}{dt} + L_{22}\omega_1 s i_d + L_{12}\omega_1 s i_D. \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}68)$$

В общем случае при наличии токов нулевой последовательности нужно дополнить систему еще двумя уравнениями

$$u_{0s} = i_{0s} r_1 + L_{0s}\frac{di_{0s}}{dt}; \quad u_{0r} = i_{0r} r_2' + L_{0r}\frac{di_{0r}}{dt}, \qquad (2\text{-}69)$$

где

$$L_{0s} = L_{AA} - 2L_{AB}; \quad L_{0r} = L_{aa} - 2L_{ab}.$$

Кроме того, систему уравнений (2-68), (2-69) нужно дополнить еще уравнением механического движения ротора, однако не во всех случаях такое дополнение является необходимым. Как и для синхронных машин, для которых впервые была введена система координат d, q, 0 [14, 25], если электромагнитные процессы протекают значительно быстрее механических, например, при внезапном коротком замыкании или резком изменении сетевого напряжения, можно считать скольжение неизменным, что упрощает решение системы уравнений.

Уравнения для токов и напряжений удобно представить в виде, приспособленном к решению методом Рунге—Кутта, т. е. в нормальной форме Коши:

$$F_1 = \frac{di_D}{dt} = G(CL_{12} - AL_{22}); \quad F_2 = \frac{di_d}{dt} = G(AL_{12} - CL_{11}); \qquad (2\text{-}70)$$

$$F_3 = \frac{di_Q}{dt} = G(DL_{12} - BL_{22}); \quad F_4 = \frac{di_q}{dt} = G(BL_{12} - DL_{11}).$$

Здесь

$$\left.\begin{aligned} G &= (L_{12}^2 - L_{11}L_{22})^{-1}; \\ A &= u_D + \omega_1 L_{11} i_Q + \omega_1 L_{12} i_q - i_D r_1; \\ C &= u_d + \omega_1 s L_{12} i_Q + \omega_1 s L_{22} i_q - i_d r_2'; \\ B &= u_Q - L_{11}\omega_1 i_D - \omega_1 L_{12} i_d - i_Q r_1; \\ D &= u_q - \omega_1 s L_{12} i_D - \omega_1 s L_{22} i_d - i_q r_2'. \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}71)$$

Так как индуктивности L_{11}, L_{22} и L_{12} связаны с индуктивными сопротивлениями x_1, x_2', x_m, то в выражениях (2-71) можно заменить $\omega_1 L_{12}$ на x_m, $\omega_1 L_{22}$ на $x_2' + x_m$ и $\omega_1 L_{11}$ на $x_1 + x_m$, а кроме того, записать

$$\left.\begin{aligned} GL_{12} &= -\frac{\omega_1 x_m}{(x_1 + x_m)x_2' + x_1 x_m}; \\ GL_{11} &= -\frac{\omega_1 (x_1 + x_m)}{(x_1 + x_m)x_2' + x_1 x_m}; \\ GL_{22} &= -\frac{\omega_1 (x_2' + x_m)}{(x_1 + x_m)x_2' + x_1 x_m}. \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}72)$$

Выражения для фазных токов можно получить, применив обратное преобразование вида:

$$\left.\begin{aligned} A_A &= A_D\cos\theta_1 - A_Q\sin\theta_1 + A_{0s}; \\ A_B &= A_D\cos\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) - A_Q\sin\left(\theta_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + A_{0s}; \\ A_C &= A_D\cos\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) - A_Q\sin\left(\theta_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + A_{0s}. \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}73)$$

Для роторов индексы A, B и C меняются на a, b и c; D, Q, 0 — на d, q, 0; s — на r, θ_1 — на θ_2, причем $\theta_1 = \omega_1 t$, а $\theta_2 = \int_0^t \omega_1 s dt$. A может принимать значение тока, напряжения или потокосцепления.

В качестве примера использования уравнений в системе D, Q, 0 в программе 2-1 приведена программа расчета переходного процесса PEREHOD, где используется алгоритм Рунге—Кутта решения системы уравнений (2-70).

Программа 2.1

Программа PEREHOD расчета переходного процесса включения асинхронной машины под напряжение U_D, U_Q при постоянном скольжении s

Задаются параметры машины, скольжение, напряжения U_D и U_Q. Определяются токи статора и их наибольшие амплитуды

```
      PROGRAM PEREHOD
      COMMON F1,F2,F3,F4,S,R1,R2,OMEG1,L12,L11,L22,G
      COMMON UDD,UD,UQQ,UQ
      REAL I1,I2,L12,L11,L22
10    FORMAT (F13.6)
20    FORMAT (I5)
      TYPE *,'СОПРОТИВЛЕНИЕ R1 ?'
      ACCEPT 10,R1
      TYPE *,'СОПРОТИВЛЕНИЕ R2 (ПРИВЕДЕННОЕ К ОБМОТКЕ СТАТОРА) ?'
      ACCEPT 10,R2
      TYPE *,'СОПРОТИВЛЕНИЕ X1 ?'
      ACCEPT 10,X1
      TYPE *,'СОПРОТИВЛЕНИЕ X2 (ПРИВЕДЕННОЕ К ОБМОТКЕ СТАТОРА) ?'
      ACCEPT 10,X2
      TYPE *,'СОПРОТИВЛЕНИЕ XM ?'
      ACCEPT 10,XM
      TYPE *,'НАПРЯЖЕНИЕ UDD ?'
      ACCEPT 10,UDD
      TYPE *,'НАПРЯЖЕНИЕ UD ?'
      ACCEPT 10,UD
      TYPE *,'НАПРЯЖЕНИЕ UQQ ?'
      ACCEPT 10,UQQ
      TYPE *,'НАПРЯЖЕНИЕ UQ ?'
      ACCEPT 10,UQ
      TYPE *,'УГЛОВАЯ СКОРОСТЬ ВРАЩЕНИЯ ПОЛЯ СТАТОРА OMEG1 [РАД./СЕК]'
      ACCEPT 10,OMEG1
      TYPE *,'СКОЛЬЖЕНИЕ S ?'
      ACCEPT 10,S
      TYPE *,'ШАГ (ИНТЕРВАЛ H [СЕК.] ДЛЯ ПРОЦЕДУРЫ РУНГЕ-КУТТА)?'
      ACCEPT 10,H
      TYPE *,' ЗАДАВАЕМОЕ ВРЕМЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССА TO [СЕК.] ?'
      ACCEPT 10,TO
      TYPE *,' ЧИСЛО ШАГОВ L (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО), ПОСЛЕ КОТОРЫХ'
      TYPE *,' ПРОИЗВОДИТСЯ ВЫДАЧА РЕЗУЛЬТАТОВ НА ПЕЧАТЬ ?'
      ACCEPT 20,L
      TYPE *,'НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА IDD ?'
      ACCEPT 10,AIDD
      TYPE *,'НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА ID ?'
      ACCEPT 10,AID
      TYPE *,'НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА IQQ ?'
      ACCEPT 10,AIQQ
      TYPE *,'НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА IQ ?'
      ACCEPT 10,AIQ
      PRINT *,'      РАСЧЕТ ПО ПРОГРАММЕ "PEREHOD"'
      PRINT *,'********** ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ:'
      PRINT *,'S=',S,'OMEG1=',OMEG1
      PRINT *,'R1=',R1,'X1=',X1
      PRINT *,'R2=',R2,'X2=',X2
      PRINT *,'XM=',XM
      PRINT *,'UDD=',UDD,'UD=',UD
      PRINT *,'UQQ=',UQQ,'UQ=',UQ
      PRINT *,'ШАГ В ПРОЦЕДУРЕ РУНГЕ-КУТТА H=',H
      PRINT *,'ЧИСЛО ШАГОВ МЕЖДУ ДВУМЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМИ'
      PRINT *,'ВЫДАЧАМИ НА ПЕЧАТЬ  L=',L
      PRINT *,'ЗАДАВАЕМОЕ ВРЕМЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССА TO=',TO
```



```
      PRINT *,'НАЧАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ТОКОВ IDD,ID,IQQ,IQ:'
      PRINT *,'IDD=',AIDD,'ID=',AID
      PRINT *,'IQQ=',AIQQ,'IQ=',AIQ
      PRINT *,'********** РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА:'
      PRINT 50
50    FORMAT (3X,6HT[CEK],3X,6HIDD[A],3X,6HIQQ[A],3X,6HID [A],3X,6HIM1[A],3X,6HIM2[A]
     * 3X,6HIQ [A],,3X,6HI1 [A],3X,6HI2 [A],
      PRINT 55
55    FORMAT (47X,17H(ДЕЙСТВУЮЩ.ЗНАЧ.),X,17H(АМПЛИТУДН.ЗНАЧ.)/)
      L12=XM/OMEG1
      L11=X1/OMEG1+L12
      L22=X2/OMEG1+L12
      G=1/(L12**2-L11*L22)
      N=1
      PIK11=0
      PIK12=0
      T=0
60    AMPL11=SQRT(AIDD**2+AIQQ**2)
      AMPL12=SQRT(AID**2+AIQ**2)
      I1=AMPL11/SQRT(2.)
      I2=AMPL12/SQRT(2.)
      IF (AMPL11.LE.PIK11) GO TO 70
      PIK11=AMPL11
70    IF (AMPL12.LE.PIK12) GO TO 80
      PIK12=AMPL12
80    IF (N.NE.L) GO TO 100
      PRINT 90,T,AIDD,AIQQ,AID,AIQ,I1,I2,AMPL11,AMPL12
90    FORMAT (9(1X,F8.3))
      N=0
C     ПРОЦЕДУРА РУНГЕ-КУТТА
100   CALL PER(AIDD,AID,AIQQ,AIQ)
      AK1=H*F1
      AK2=H*F2
      AK3=H*F3
      AK4=H*F4
      BIDD=AIDD+AK1/2
      BID=AID+AK2/2
      BIQQ=AIQQ+AK3/2
      BIQ=AIQ+AK4/2
      CALL PER(BIDD,BID,BIQQ,BIQ)
      BK1=H*F1
      BK2=H*F2
      BK3=H*F3
      BK4=H*F4
      CIDD=AIDD+BK1/2
      CID=AID+BK2/2
      CIQQ=AIQQ+BK3/2
      CIQ=AIQ+BK4/2
      CALL PER(CIDD,CID,CIQQ,CIQ)
      CK1=H*F1
      CK2=H*F2
      CK3=H*F3
      CK4=H*F4
      DIDD=AIDD+CK1
      DID=AID+CK2
      DIQQ=AIQQ+CK3
      DIQ=AIQ+CK4
      CALL PER(DIDD,DID,DIQQ,DIQ)
      DK1=H*F1
      DK2=H*F2
      DK3=H*F3
      DK4=H*F4
      DELIDD=(AK1+2*BK1+2*CK1+DK1)/6
      DELID=(AK2+2*BK2+2*CK2+DK2)/6
      DELIQQ=(AK3+2*BK3+2*CK3+DK3)/6
      DELIQ=(AK4+2*BK4+2*CK4+DK4)/6
      AIDD=AIDD+DELIDD
```

```
      AID=AID+DELID
      AIQQ=AIQQ+DELIQQ
      AIQ=AIQ+DELIQ
      N=N+1
      T=T+H
      IF (T.LE.TO) GO TO 68
      PRINT *,'ПИКОВОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА СТАТОРА РАВНО',PIK11,'A'
      PRINT *,'ПИКОВОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА РОТОРА РАВНО',PIK12,'A'
      STOP
      END

      SUBROUTINE PER(IDD,ID,IQQ,IQ)
C     ПОДПРОГРАММА ОПРЕДЕЛЕНИЯ F1,F2,F3,F4 (ПРОИЗВОДНЫХ ПО
C     ВРЕМЕНИ ВЕЛИЧИН IDD,ID,IQQ,IQ СООТВЕТСТВЕННО)
      COMMON F1,F2,F3,F4,S,R1,R2,OMEG1,L12,L11,L22,G
      COMMON UDD,UD,UQQ,UQ
      REAL IDD,ID,IQQ,IQ,L12,L11,L22
      A=UDD+L11*OMEG1*IQQ+L12*OMEG1*IQ-IDD*R1
      B=UQQ-L11*OMEG1*IDD-L12*OMEG1*ID-IQQ*R1
      C=UD+L12*OMEG1*S*IQQ+L22*OMEG1*S*IQ-ID*R2
      D=UQ-L12*OMEG1*S*IDD-L22*OMEG1*S*ID-IQ*R2
      F1=G*(C*L12-A*L22)
      F2=G*(A*L12-C*L11)
      F3=G*(D*L12-B*L22)
      F4=G*(B*L12-D*L11)
      RETURN
      END
```

При расчете процессов, сопровождающихся изменением скольжения s, необходимо включить в систему уравнение равновесия моментов

$$M - M_c = J\frac{d\omega_2}{dt}. \qquad (2\text{-}74)$$

где M — вращающий момент; M_c — момент сопротивления; J — момент инерции ротора двигателя и сопряженного с ним ротора механизма.

Вращающий момент в системе единиц D, Q, 0 можно определить по выражению

$$M = \frac{m_1}{2} L_{12}(i_Q i_d - i_D i_q). \qquad (2\text{-}75)$$

Момент сопротивления M_c может быть постоянным или зависеть от скольжения. Эта зависимость для вентиляторов, насосов и некоторых других типов привода хорошо описывается уравнением $M_c = T(1-s)^2$, где T вычисляется в долях номинального момента $M_н$. При произвольной зависимости момента сопротивления от скольжения удобно использовать, например, кусочно-линейную аппроксимацию зависимости M_c от s. В каждой k-й опорной точке в диапазоне скольжения от s_1 до s_N задается sk-е значение момента T, и момент в промежутке $s_k < s < s_{k+1}$ определяется по формуле (рис. 2-17):

$$M_c = T_{sk} + \frac{T_{s,k+1} - T_{sk}}{s_{k+1} - s_k}(s - s_k). \qquad (2\text{-}76)$$

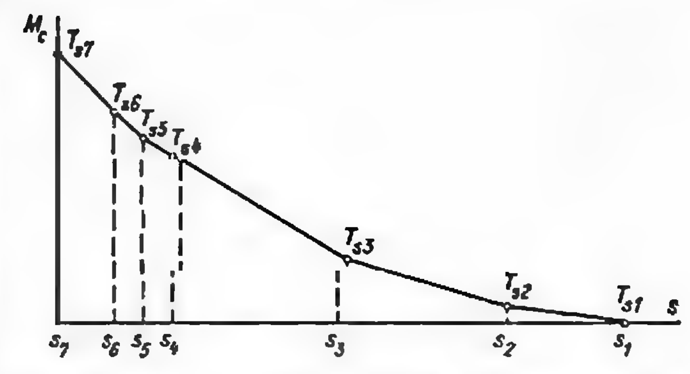


Рис. 2-17. Линейно-кусочная аппроксимация зависимости момента сопротивления от скольжения

Тогда к системе уравнений (2-70), (2-71), решаемой методом Рунге—Кутта, мы можем добавить пятое уравнение, получаемое из (2-74) заменой ω_2 на $(1-s)\,\omega_1$:

$$F_5 = \frac{ds}{dt} = -\frac{M - M_c}{J\omega_1}. \qquad (2\text{-}77)$$

Если рассматривается процесс реверса противовключением, то возможны следующие случаи: момент сопротивления способствует торможению (большинство приводов), и тогда в формуле (2-77) его нужно учитывать с противоположным знаком при изменении скольжения от 2 до 1; момент сопротивления не способствует торможению (силовая передача тепловоза или электровоза при движении под уклон), и тогда в формуле (2-77) его нужно учитывать со знаком плюс; наконец, когда двигатель не может реверсироваться и тормозиться противовключением, тогда $F_5 = 0$ при $s > 1$. Приводим программу 2-2 расчета включения асинхронной машины, алгоритмом которого является система уравнений (2-70), дополненная уравнением (2-77).

Преобразование координат D, Q, 0, предложенное Р. Парком и А. А. Горевым, описанное выше, не является единственным. Применяется еще модель преобразованной машины, предложенная Е. Кларком [16, 17], в которой предусматривается замена трех фазных обмоток двумя обмотками, оси которых расположены под углом 90° друг к другу. В табл. 2-1 приведены матрицы перехода от одной системы к другой.

Метод симметричных составляющих в применении к асинхронным машинам позволяет воспользоваться еще одной системой координат: прямой, обратной и нулевой последовательности [18]. Согласно этому методу [18] любая система комплексных величин (ими могут быть фазные токи $\dot I_A$, $\dot I_B$, $\dot I_C$, или напряжения $\dot U_A$, $\dot U_B$,

Программа TRANS для расчета переходного процесса включения асинхронного двигателя под напряжение при некотором начальном скольжении и разгона его до установившегося режима работы

Задаются значения напряжения, частоты, момента инерции ротора, момента сопротивления в нескольких точках по скольжению, начальные значения токов.
Определяются действующие и мгновенные значения токов, скольжение, момент

```
      PROGRAM TRANS
      COMMON F1,F2,F3,F4,F5,R1,R2,OMEG1,L12,L11,L22,G
      COMMON UDD,UD,UQQ,UQ,JINER,MDV,MSO,/Y/SO(7),/Y1/TSO(7)
      REAL I1,I2,L12,L11,L22,JINER,MDV,MSO
5     FORMAT (F13.5)
10    FORMAT (I5)
      TYPE *,'СОПРОТИВЛЕНИЕ R1 ?'
      ACCEPT 5,R1
      TYPE *,'СОПРОТИВЛЕНИЕ R2 (ПРИВЕДЕННОЕ К ОБМОТКЕ СТАТОРА) ?'
      ACCEPT 5,R2
      TYPE *,'СОПРОТИВЛЕНИЕ X1 ?'
      ACCEPT 5,X1
      TYPE *,'СОПРОТИВЛЕНИЕ X2 (ПРИВЕДЕННОЕ К ОБМОТКЕ СТАТОРА) ?'
      ACCEPT 5,X2
      TYPE *,'СОПРОТИВЛЕНИЕ XM ?'
      ACCEPT 5,XM
      TYPE *,'НАПРЯЖЕНИЕ UDD ?'
      ACCEPT 5,UDD
      TYPE *,'НАПРЯЖЕНИЕ UD ?'
      ACCEPT 5,UD
      TYPE *,'НАПРЯЖЕНИЕ UQQ ?'
      ACCEPT 5,UQQ
      TYPE *,'НАПРЯЖЕНИЕ UQ ?'
      ACCEPT 5,UQ
      TYPE *,'УГЛОВАЯ СКОРОСТЬ ВРАЩЕНИЯ ПОЛЯ СТАТОРА OMEG1 [РАД./СЕК.]
      ACCEPT 5,OMEG1
      TYPE *,'МОМЕНТ ИНЕРЦИИ [КГ*М**2] JINER ?'
      ACCEPT 5,JINER
      TYPE *,'ШАГ (ИНТЕРВАЛ H [СЕК.]) ДЛЯ ПРОЦЕДУРЫ РУНГЕ-КУТТА?'
      ACCEPT 5,H
      TYPE *,' ЗАДАВАЕМОЕ ВРЕМЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССА T0 [СЕК.] ?'
      ACCEPT 5,T0
      TYPE *,' ЧИСЛО ШАГОВ L (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО), ПОСЛЕ КОТОРЫХ'
      TYPE *,' ПРОИЗВОДИТСЯ ВЫДАЧА РЕЗУЛЬТАТОВ НА ПЕЧАТЬ ?'
      ACCEPT 10,L
      TYPE *,'НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА IDD ?'
      ACCEPT 5,AIDD
      TYPE *,'НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА ID ?'
      ACCEPT 5,AID
      TYPE *,'НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА IQQ ?'
      ACCEPT 5,AIQQ
      TYPE *,'НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА IQ ?'
      ACCEPT 5,AIQ
      TYPE *,'НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ СКОЛЬЖЕНИЯ S ?'
      ACCEPT 5,AS
      TYPE *,'*****************************************************
      TYPE *,'* ДЛЯ КАЖДОГО ИЗ СЕМИ ОПОРНЫХ ЗНАЧЕНИЙ СКОЛЬЖЕНИЯ  S *
      TYPE *,'* (НАПРИМЕР, ДЛЯ ЗНАЧЕНИЙ  1.,.8,.5,.2,.15,.1,0.) ВАМ *
      TYPE *,'* НУЖНО БУДЕТ ВВЕСТИ СООТВЕТСТВУЮЩЕЕ ЕМУ ЗНАЧЕНИЕ    *
      TYPE *,'*  МОМЕНТА СОПРОТИВЛЕНИЯ  TSO                       *
      TYPE *,'*****************************************************
```



```
      DO 15 K=1,7
      [illegible]
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ',K,'-ОПОРНОЕ ЗНАЧЕНИЕ СКОЛЬЖЕНИЯ S'
      ACCEPT 5,SO(K)
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ МОМЕНТА СОПРОТИВЛЕНИЯ TSO [Н*М],'
      TYPE *,' СООТВЕТСТВУЮЩЕЕ СКОЛЬЖЕНИЮ',SO(K)
      ACCEPT 5,TSO(K)
15    CONTINUE
      PRINT *,'      РАСЧЕТ ПО ПРОГРАММЕ "TRANS"'
      PRINT *,'********** ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ:'
      PRINT *,'OMEG1=',OMEG1,' JINER=',JINER
      PRINT *,'R1=',R1,' X1=',X1
      PRINT *,'R2=',R2,' X2=',X2
      PRINT *,'XM=',XM
      PRINT *,'UDD=',UDD,' UD=',UD
      PRINT *,'UQQ=',UQQ,' UQ=',UQ
      PRINT *,'ШАГ В ПРОЦЕДУРЕ РУНГЕ-КУТТА H=',H
      PRINT *,'ЧИСЛО ШАГОВ МЕЖДУ ДВУМЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМИ'
      PRINT *,'ВЫДАЧАМИ НА ПЕЧАТЬ L=',L
      PRINT *,'ЗАДАВАЕМОЕ ВРЕМЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССА T0=',T0
      PRINT *,'НАЧАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ ТОКОВ И СКОЛЬЖЕНИЯ-'
      PRINT *,'IDD=',AIDD,' ID=',AID
      PRINT *,'IQQ=',AIQQ,' IQ=',AIQ,' S=',AS
      PRINT *,'КООРДИНАТЫ СЕМИ ОПОРНЫХ ТОЧЕК ЗАВИСИМОСТИ'
      PRINT *,'МОМЕНТА СОПРОТИВЛЕНИЯ [Н*М] ОТ S'
      PRINT 25
25    FORMAT (3X,1HN,4X,7HСКОЛЬЖ.,...,20HМОМЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ)
      DO 60 K=1,7
      PRINT 70,K,SO(K),TSO(K)
70    FORMAT (3X,I1,3(1X,F8.3))
60    CONTINUE
      PRINT *,'********** РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА:'
      PRINT 50
50    FORMAT (3X,6HT[СЕК],3X,6HI1 [A],3X,6HI2 [A],3X,7HМ ДВИЖ.,2X,7HМ СОПР.
     *3X,6HIM1[A],3X,6HIM2[A],2X,7HСКОЛЬЖ.,2X,7HМ ДВИЖ.,2X,7HМ СОПР.)
      PRINT 55
55    FORMAT (1X,17H(ДЕЙСТВУЮЩ. ЗНАЧ.),9X,17H(АМПЛИТУДН. ЗНАЧ.)/)
      L12=XM/OMEG1
      L11=X1/OMEG1+L12
      L22=X2/OMEG1+L12
      G=1./(L12**2-L11*L22)
C     MDV НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ДВИЖУЩЕГО МОМЕНТА
C     MSO НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ МОМЕНТА СОПРОТИВЛЕНИЯ
C     НАЧАЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ МОМЕНТА ... В ПРОЦЕДУРЕ "TRA"
C     ОПРЕДЕЛЯЮТСЯ ПОСРЕДСТВОМ ОБРАЩЕНИЯ К ПРОЦЕДУРЕ
      CALL TRA(T,AIDD,AIQQ,AID,AIQ,AS)
      K=L
      RI1=0
      RI2=0
      T=0
20    AMPL1=SQRT(AIDD**2+AIQQ**2)
      AMPL2=SQRT(AID**2+AIQ**2)
      I1=AMPL1/SQRT(2.)
      I2=AMPL2/SQRT(2.)
      IF (AMPL1.LE.RI1) GO TO 40
      RI1=AMPL1
40    IF (AMPL2.LE.RI2) GO TO 30
      RI2=AMPL2
30    IF (K.NE.L) GO TO 100
      PRINT 35,T,I1,I2,AMPL1,AMPL2,AS,MDV,MSO
35    FORMAT (1X,F7.3,7(1X,F8.3))
      K=0
C     ПРОЦЕДУРА РУНГЕ-КУТТА
100   CALL TRA(T,AIDD,AID,AIQQ,AIQ,AS)
      AK1=H*F1
      AK2=H*F2
      AK3=H*F3
      AK4=H*F4
```

```
      AK5=H*F5
      BIDD=AIDD+AK1/2
      BID=AID+AK2/2
      BIQQ=AIQQ+AK3/2
      BIQ=AIQ+AK4/2
      BS=AS+AK5/2
      T=T+H/2
      CALL TRA(T,BIDD,BID,BIQQ,BIQ,BS)
      BK1=H*F1
      BK2=H*F2
      BK3=H*F3
      BK4=H*F4
      BK5=H*F5
      CIDD=AIDD+BK1/2
      CID=AID+BK2/2
      CIQQ=AIQQ+BK3/2
      CIQ=AIQ+BK4/2
      CS=AS+BK5/2
      CALL TRA(T,CIDD,CID,CIQQ,CIQ,CS)
      CK1=H*F1
      CK2=H*F2
      CK3=H*F3
      CK4=H*F4
      CK5=H*F5
      DIDD=AIDD+CK1
      DID=AID+CK2
      DIQQ=AIQQ+CK3
      DIQ=AIQ+CK4
      DS=AS+CK5
      T=T+H/2
      CALL TRA(T,DIDD,DID,DIQQ,DIQ,DS)
      DK1=H*F1
      DK2=H*F2
      DK3=H*F3
      DK4=H*F4
      DK5=H*F5
      DELIDD=(AK1+2*BK1+2*CK1+DK1)/6
      DELID=(AK2+2*BK2+2*CK2+DK2)/6
      DELIQQ=(AK3+2*BK3+2*CK3+DK3)/6
      DELIQ=(AK4+2*BK4+2*CK4+DK4)/6
      DELS=(AK5+2*BK5+2*CK5+DK5)/6
      AIDD=AIDD+DELIDD
      AID=AID+DELID
      AIQQ=AIQQ+DELIQQ
      AIQ=AIQ+DELIQ
      AS=AS+DELS
      N=N+1
      IF (T.LE.T0) GO TO 60
      PRINT *,'ПИКОВОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА СТАТОРА РАВНО',FI1,'A'
      PRINT *,'ПИКОВОЕ ЗНАЧЕНИЕ ТОКА РОТОРА РАВНО',FI2,'A'
      STOP
      END

      SUBROUTINE TRA(T,IDD,ID,IQQ,IQ,S)
C     ПОДПРОГРАММА ОПРЕДЕЛЕНИЯ F1,F2,F3,F4,F5 (ПРОИЗВОДНЫХ ПО
C     ВРЕМЕНИ ВЕЛИЧИН IDD,ID,IQQ,IQ,S СООТВЕТСТВЕННО)
      COMMON F1,F2,F3,F4,F5,R1,R2,OMEG1,L12,L11,L22,G
      COMMON UDD,UQQ,UD,UQ,JINER,MDO,MSO,/Y/SO(7),/V/TSO(7)
      REAL IDD,ID,IQQ,IQ,L12,L11,L22,JINER,MDO,MSO
      GS=IDD*COS(OMEG1*T)-IQQ*SIN(OMEG1*T)
      HS=IDD*SIN(OMEG1*T)+IQQ*COS(OMEG1*T)
      GF=ID*COS(OMEG1*T)-IQ*SIN(OMEG1*T)
      HF=ID*SIN(OMEG1*T)+IQ*COS(OMEG1*T)
      MDO=L12*(HS*GF-GS*HF)*3/2
      MSO=TS(S)
      A=UDD+L11*OMEG1*IQQ+L12*OMEG1*IQ-IDD*R1
      B=UQQ-L11*OMEG1*IDD-L12*OMEG1*ID-IQQ*R1
      C=UD+L12*OMEG1*S*IQQ+L22*OMEG1*S*IQ-ID*R2
      D=UQ-L12*OMEG1*S*IDD-L22*OMEG1*S*ID-IQ*R2
      F1=G*(C*L12-A*L22)
      F2=G*(A*L12-C*L11)
      F3=G*(D*L12-B*L22)
      F4=G*(B*L12-D*L11)
      F5=-(MDO-MSO)/(JINER*OMEG1)
      IF ((S+F5).LE.1) GO TO 10
      F5=0.
10    RETURN
      END

      FUNCTION TS(S)
C     ПОДПРОГРАММА-ФУНКЦИЯ, РЕАЛИЗУЮЩАЯ ЗАВИСИМОСТЬ
C     МОМЕНТА СОПРОТИВЛЕНИЯ ОТ СКОЛЬЖЕНИЯ
      COMMON /Y/SO(7)/V/TSO(7)
      K=0
10    K=K+1
      IF (SO(K).GE.S) GO TO 10
      IF (K.GE.7) GO TO 20
      TS=(S-SO(K-1))*(TSO(K)-TSO(K-1))/(SO(K)-SO(K-1))+TSO(K-1)
      GO TO 30
20    TS=TSO(7)
30    RETURN
      END
```

U_C, или полные сопротивления Z_A, Z_B, Z_C, Z_{AB}, Z_{BC}, Z_{AC} и т. д.) может быть разложена на составляющие прямой (I_{A+}; I_{B+}; I_{C+}), обратной (I_{A-}; I_{B-}; I_{C-}) и нулевой последовательности, как это показано на рис. 2-18. Каждую из групп составляющих обычно представляют вектором из этой группы, относящимся к фазе A,

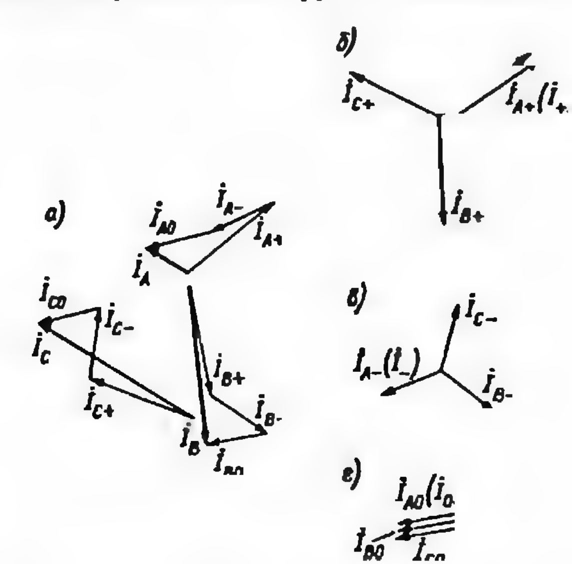


Рис. 2-18. Фазные токи (а) и их составляющие в системе координат прямой, обратной и нулевой последовательности (б—г)

Таблица 2-1. **Матрицы перехода для параметров u, i, ψ, относящихся к статору**

	A	B	C	D	Q	0_s	α_s	β_s	0_s
A	Модель реальной машины			$\cos\omega_1 t$	$-\sin\omega_1 t$	1	1	0	1
B				$\cos(\omega_1 t-120°)$	$-\sin(\omega_1 t-120°)$	1	$-\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	1
C				$\cos(\omega_1 t+120°)$	$-\sin(\omega_1 t+120°)$	1	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	1
D	$\frac{2}{3}\cos\omega_1 t$	$\frac{2}{3}\cos(\omega_1 t-120°)$	$\frac{2}{3}\cos(\omega_1 t+120°)$	Модель $D, Q, 0$			$\cos\omega_1 t$	$\sin\omega_1 t$	0
Q	$-\frac{2}{3}\sin\omega_1 t$	$-\frac{2}{3}\sin(\omega_1 t-120°)$	$-\frac{2}{3}\sin(\omega_1 t+120°)$				$-\sin\omega_1 t$	$\cos\omega_1 t$	0
0_s	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$				0	0	1
α_s	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\cos\omega_1 t$	$-\sin\omega_1 t$	0	Модель $\alpha_s, \beta_s, 0$		
β_s	0	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\sin\omega_1 t$	$\cos\omega_1 t$	0			
0_s	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	0	0	1			

тем самым обозначения $\dot I_+$, $\dot I_-$, $\dot I_0$ на самом деле относятся к векторам $\dot I_{A+}$, $\dot I_{A-}$ и $\dot I_{A0}$.

Для трех фаз эти составляющие определяются по формулам

$$\left.\begin{aligned} \dot I_+ &= \frac{1}{3}(\dot I_A + \dot I_B e^{j2\pi/3} + \dot I_C e^{j4\pi/3}); \\ \dot I_- &= \frac{1}{3}(\dot I_A + \dot I_B e^{j4\pi/3} + \dot I_C e^{j2\pi/3}); \\ \dot I_0 &= \frac{1}{3}(\dot I_A + \dot I_B + \dot I_C). \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}78)$$

Аналогичные формулы могут быть написаны для любых других векторов, $\dot U$, Φ или $\dot\Psi$. Обратный переход выполняется с помощью формул обратного преобразования:

$$\left.\begin{aligned} \dot I_A &= \dot I_0 + \dot I_+ + \dot I_-; \\ \dot I_B &= \dot I_0 + \dot I_+ e^{j4\pi/3} + \dot I_- e^{j2\pi/3}; \\ \dot I_C &= \dot I_0 + \dot I_+ e^{j2\pi/3} + \dot I_- e^{j4\pi/3}. \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}79)$$

Если имеется m пронумерованных от 1 до m фаз, то формулы прямого и обратного преобразований могут быть записаны в следующем виде:

$$\left.\begin{aligned} \dot I_+ &= \frac{1}{m}(\dot I_1 e_l^0 + \dot I_2 e_l^1 + \ldots + \dot I_m e_l^{m-1}) \\ \dot I_- &= \frac{1}{m}(\dot I_1 e_l^m + \dot I_2 e_l^{m-1} + \ldots + \dot I_m e_l^1); \\ \dot I_0 &= \frac{1}{m}\sum_{k=1}^{m} \dot I_k; \\ \dot I_1 &= \dot I_0 + \dot I_+ e_l^m + \dot I_- e_l^0; \\ \dot I_2 &= \dot I_0 + \dot I_+ e_l^{m-1} + \dot I_- e_l^1; \\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ \dot I_m &= \dot I_0 + \dot I_+ e_l^1 + \dot I_- e_l^{m-1} \end{aligned}\right\} \quad (2.80)$$

где e_l — комплексный оператор поворота, $e_l = e^{j2\pi/m}$; понятно, что

$$e_l^0 = e_l^m = 1. \quad (2\text{-}81)$$

Матрицы перехода от системы координат +; —; 0 к системам A, B, C и α_s, β_s, 0 приведены в табл. 2-2, обратные матрицы — в табл. 2-3.

Таблица 2-2. **Матрицы перехода от системы +, −, 0 к системам A, B, C и α_s, β_s, 0_s**

		Система Фортескью +, −, 0		
		$\dot I_+$	$\dot I_-$	$\dot I_0$
Система координат A, B, C реальной машины	$\dot I_A$	1	1	1
	$\dot I_B$	$e^{j240°}$	$e^{j120°}$	1
	$\dot I_C$	$e^{j120°}$	$e^{j240°}$	1
Система α_s, β_s, 0_s	$\dot I_{\alpha_s}$	1	1	0
	$\dot I_{\beta_s}$	$-j$	j	0
	$\dot I_{0_s}$	0	0	1

Таблица 2-3. **Матрицы перехода от систем A, B, C и α_s, β_s, 0_s к системе +, −, 0**

		Система координат A, B, C реальной машины			Система α_s, β_s, 0_s		
		$\dot I_A$	$\dot I_B$	$\dot I_C$	$\dot I_{\alpha_s}$	$\dot I_{\beta_s}$	$\dot I_{0_s}$
Система +, −, 0	$\dot I_+$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}e^{j120°}$	$\frac{1}{3}e^{j240°}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{j}{2}$	0
	$\dot I_-$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}e^{j240°}$	$\frac{1}{3}e^{j120°}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{-j}{2}$	0
	$\dot I_0$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	0	0	1

Потребляемая из сети активная мощность реальной трехфазной машины может быть вычислена по одному из следующих выражений:

для системы A, B, C

$$P_1=\mathrm{Re}\,(\dot U_A\overset{*}{I}_A+\dot U_B\overset{*}{I}_B+\dot U_C\overset{*}{I}_C);$$

для системы D, Q, 0

$$P_1=\frac{3}{2}(u_D i_D+u_Q i_Q)+3u_0 i_0;$$

для системы α_s, β_s, 0_s

$$P_1=\mathrm{Re}\left[\frac{3}{2}(\dot U_{\alpha_s}\overset{*}{I}_{\alpha_s}+\dot U_{\beta_s}\overset{*}{I}_{\beta_s})+3\overset{*}{I}_0\dot U_{0_s}\right]; \qquad (2\text{-}82)$$

для системы +, −, 0

$$P_1=3\,\mathrm{Re}\,(\dot U_+\overset{*}{I}_++\dot U_-\overset{*}{I}_-+\dot U_0\overset{*}{I}_0).$$

Глава третья

ОБМОТКИ АСИНХРОННЫХ МАШИН

3-1. Многофазные обмотки статоров

Многофазные обмотки переменного тока (в немецкоязычной литературе есть более удачный термин Drehstrom — вращающийся ток), создающие вращающееся магнитное поле, состоят из идентичных по числу витков и электрическим сопротивлениям фаз (отдельных обмоток), в каждой из которых напряжение и ток отстоят от напряжения и тока соседних фаз на угол $2\pi/m$ во времени и магнитные оси которых отстоят друг от друга на угол $2\pi/(mp)$ в пространстве (при $p=1$ — на угол $2\pi/m$). Пара полюсных делений — это период вращающегося магнитного поля (360°), поэтому одно полюсное деление можно всегда положить равным π и тогда сдвиг токов и магнитных полей соседних фаз в пространстве и во времени будет один и тот же. В литературе прошлых лет был поэтому в ходу термин «электрические градусы»; при этом сдвиг обмоток соседних фаз во времени и в пространстве, если его измерять в электрических градусах, которые считались в p раз больше геометрических, совпадал. Будем это помнить, хотя сам термин «электрические градусы» вышел из употребления. При $m=4$ сдвиг между фазами $2\pi/m=90°$. Но тогда первая и третья фазы, так же как и вторая и четвертая, будут иметь напряжения, противоположные по знаку, но совпадающие по фазе; следовательно, их можно объединить в одну обмотку, соединив так, чтобы ток по этим фазам протекал последовательно (рис. 3-1). Такую обмотку обычно называют двухфазной. При $m=2$ и $2\pi/m=180°$ обе фазы можно

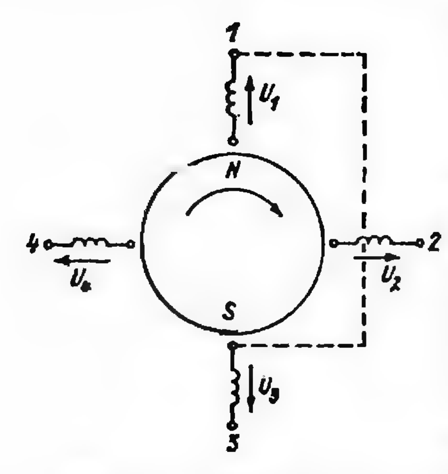


Рис. 3-1. Четырехфазная (двухфазная) обмотка

Штриховой линией обозначено последовательное соединение нечетных фаз

соединить последовательно в одну обмотку, как фазы 1 и 3 в четырехфазной обмотке. Такую обмотку обычно называют однофазной. Число фаз m может быть любым целым числом, причем, когда оно четное, всегда найдется такая фаза, напряжение которой в точности противоположно первой, и от того, соединим ли мы эти фазы последовательно или оставим как самостоятельные обмотки, зависит, будет ли в обмотке число фаз m или $m/2$. При нечетном числе фаз этого не происходит. В асинхронных машинах общепромышленного назначения применяются главным образом трехфазные обмотки ($m = 3$), начала фаз которых сдвинуты относительно друг друга на $120°/p$ по окружности статора, а фазные напряжения отличаются во времени на $^2/_3\pi$. Однофазные или двухфазные обмотки применяются преимущественно в двигателях для ручного электроинструмента или бытовых электроприборов. В двигателях, питаемых от статических преобразователей частоты и напряжения, применяются обмотки с числом фаз, кратным трем ($m = 6$, 9, 12, 15 и т. д.), чаще всего шестифазные. Кроме того, в таких машинах могут применяться две многофазные обмотки ($m = 3$, 5, 7 и т. д.), сдвинутые в пространстве на угол, не кратный фазовому углу, которые не могут, собственно говоря, считаться одной многофазной обмоткой. Большинство пояснений конструкции и схем обмоток дано ниже на примерах трехфазных обмоток, так как они наиболее распространены.

С о е д и н е н и е ф а з обмоток может и не иметь места, каждая фаза в этом случае работает как отдельная обмотка, а число подводящих проводов равно удвоенному числу фаз. Так как при симметрии фазных обмоток сумма мгновенных значений их токов равна нулю, то можно эти обмотки соединить в звезду или в многоугольник (рис. 3-2). В первом случае напряжение между подводящими ток проводами (линейными проводами) представляет собой геометрическую разность векторов фазных напряжений

$$U_л = U_{12} = U_1 - U_2;$$

во втором случае $U_л = U_ф$.

При протекании по m-фазной обмотке симметричной системы токов, сдвинутых по фазе во времени на $2\pi/m$, поле, образованное

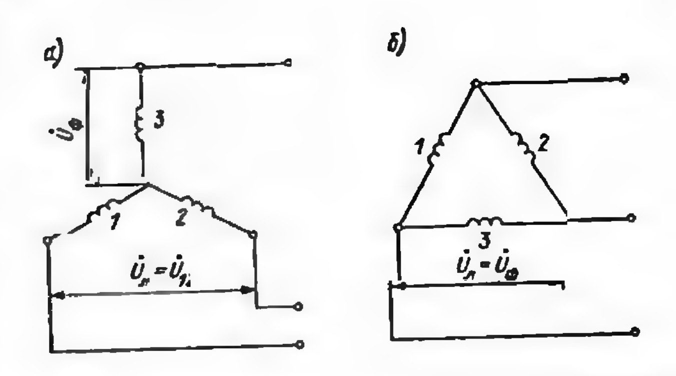


Рис. 3-2. Соединение трех фаз звездой (а) и треугольником (б)

такой обмоткой в зазоре машины, будет вращающимся. Покажем это на примере трехфазной обмотки. Пусть поле в пространстве, образованное каждой из обмоток, синусоидально, иначе говоря, рассмотрим только основную гармонику поля каждой фазы. Период пространственной синусоиды будет 2τ, где τ — полюсное деление. Тогда в любой момент времени для фаз 1, 2 и 3

$$B_1(x) = B_1(t)\sin(\pi x/\tau);$$
$$B_2(x) = B_2(t)\sin(\pi x/\tau + 2\pi/3); \quad (3\text{-}1)$$
$$B_3(x) = B_3(t)\sin(\pi x/\tau + 4\pi/3).$$

Сами индукции $B_1(t)$, $B_2(t)$ и $B_3(t)$ изменяются во времени также по синусоидальному закону:

$$\left.\begin{aligned} B_1(t) = B_m\sin\omega t; \quad B_2(t) = B_m\sin(\omega t - 2\pi/3); \\ B_3(t) = B_m\sin(\omega t - 4\pi/3). \end{aligned}\right\} \quad (3\text{-}2)$$

Полагая задачу линейной, сложим индукции всех трех фаз:

$$B(x,\ t) = B_m\{\sin\omega t\sin\pi x/\tau + \sin(\omega t - 2\pi/3)\ \times$$
$$\times\sin(\pi x/\tau + 2\pi/3) + \sin(\omega t - 4\pi/3)\sin(\pi x/\tau + 4\pi/3)\} =$$
$$= \frac{3}{2}B_m\left(\sin\omega t\sin\frac{\pi x}{\tau} - \cos\omega t\cos\frac{\pi x}{\tau}\right) = -\frac{3}{2}B_m\cos\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau}\right). \quad (3\text{-}3)$$

Иными словами, сложение трех пульсирующих во времени с одной частотой, но отличающихся по фазе на $\pm 2\pi/3$ и распределенных синусоидально в пространстве со сдвигом на $\pm 2\pi/3$ магнитных полей фаз обмотки дает одно вращающееся поле той же частоты с амплитудой $^3/_2 B_m$. При перестановке фаз (изменении их чередования), как легко убедиться, изменится знак перед членом

$\pi x/\tau$ в выражении (3-3), т. е. направление вращения поля изменится на обратное. Скорость движения поля вдоль окружности статора определяется условием $\omega t + \pi x/\tau = \text{const}$ или $d(\omega t + \pi x/\tau) = 0$, что дает

$$v = \frac{dx}{dt} = -2f\tau. \tag{3-4}$$

При числе фаз, большем трех, как можно убедиться с помощью аналогичных тригонометрических преобразований, результат получается аналогичным: амплитуда вращающегося поля m-фазной обмотки составляет $m/2$ амплитуды поля любой ее фазы. Для любого соединения фаз звездой или многоугольником

$$B(x, t) = \frac{m}{2} B_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi x}{\tau}\right). \tag{3-5}$$

П а р а м е т р а м и о б м о т к и кроме числа фаз являются число пазов на полюс и фазу, число параллельных ветвей, число слоев, ширина фазной зоны и шаг катушки, измеряемый в пазовых делениях или в долях полюсного деления.

Число пазов на полюс и фазу обмотки

$$q = \frac{z}{2mp}, \tag{3-6}$$

где z — число пазов статора; p — число пар полюсов.

Число q может быть целым или дробным, в последнем случае его записывают в виде $q = b + c/d$, где c/d — несократимая правильная дробь, а b — целое число. Так как число пазов z в симметричной обмотке должно быть кратно m, иначе в разных фазах будет разное число пазов и катушек, то дробь вида $c/(km)$ невозможна, так как это означало бы, что z не кратно m, т. е. что обмотка несимметрична. Несимметричные обмотки приходится применять при особой необходимости, однако их желательно избегать. В остальном для вида q статора не существует принципиальных ограничений.

Ш а г о б м о т к и y — это расстояние между двумя сторонами одной катушки, измеренное в пазовых делениях. Если $y = 3q$, то обмотка имеет диаметральный шаг; если $y > 3q$ или $y < 3q$, то обмотка имеет удлиненный или укороченный шаг. Сокращение шага, как показано ниже, применяется для улучшения формы поля в пространстве, а также для сокращения расхода меди за счет укорочения лобовых частей катушек обмотки. Так как амплитуда основной гармоники поля обмотки пропорциональна $\sin \pi y/(6q)$ и при небольших отклонениях y от $3q$ изменяется незначительно, а длина лобовых частей почти прямо пропорциональна y, то в известных пределах выгодно сокращать шаг, уменьшая расход меди. Заметим, что так как шаг — всегда целое число пазов, то в обмотках с дробным q он обязательно будет укороченным или удлиненным. Обычно в схеме обмотки указываются два шага: y_1 между верхней и нижней сторонами одной катушки и y_2 между верхними сторонами двух катушек, относящихся к данной фазе, одна из которых под следующим полюсом той же полярности. Записывается шаг в условном виде $y = 1\text{-}7\text{-}13$ (из первого в седьмой и далее в тринадцатый паз).

Рис. 3-3. Обмотка с двумя параллельными ветвями в каждой фазе

Ч и с л о п а р а л л е л ь н ы х в е т в е й обмотки a может быть самым различным. На рис. 3-3 показана обмотка с двумя параллельными ветвями: $a = 2$. Так как все параллельные ветви одной фазы должны иметь синхронное и синфазное напряжение, то число пазов z должно быть кратно am, а число полюсов $2p$ должно быть кратно a. Поэтому при дробном q число d не может быть больше, чем $2p/a$, иначе обмотка будет несимметричной или, иначе говоря, число a не может быть больше, чем $2p/d$.

П о ч и с л у с л о е в обмотки выполняются преимущественно однослойными или двухслойными. В первом случае всю высоту паза занимает одна катушка в общей корпусной изоляции, во втором — по высоте располагается две катушки. Реже встречается число слоев более двух, так как это ведет к увеличению площади сечения паза, занятой изоляцией. Иногда встречаются обмотки с «дробным» числом слоев: в них лежащие по высоте паза катушки имеют разную высоту. Более подробные сведения о таких обмотках читатель найдет в специальной литературе [26, 27, 30], мы их рассматривать не будем. Двухслойные обмотки выполняются так, что одна сторона катушки лежит в верхней части паза, а другая в нижней (рис. 3-4). Число слоев обмотки и размеры ее фазной зоны — части полюсного деления, занятой катушками одной фазы — связаны между собой. Фазная зона может иметь ширину $2\pi/m$ и π/m в угловом измерении или $2\tau/m$ и τ/m в линейном измерении. Легче пояснить это на примере двухслойной обмотки (рис. 3-5), в которой фазная зона может занимать как 60°, так и 120°. Если шаг обмотки равен ровно $3q$ (рис. 3-5, $а$), т. е. диаметрален, то фазные зоны в верхнем и нижнем слоях обмотки совпадают; при укорочении шага (рис. 3-5, $б$) фазные зоны в нижнем слое смещаются относительно зон верхнего слоя, иначе говоря, в одних пазах оказываются верхние и нижние стороны катушек, принадлежащих различным фазам. На рис. 3-5, $а$ и $б$ показана трехфазная обмотка с фазной зоной шириной $\pi/3 = 60°$, а на рис. 3-5, $в$ и $г$ — с фазной зоной шириной $2\pi/3 = 120°$. В двухслойной обмотке

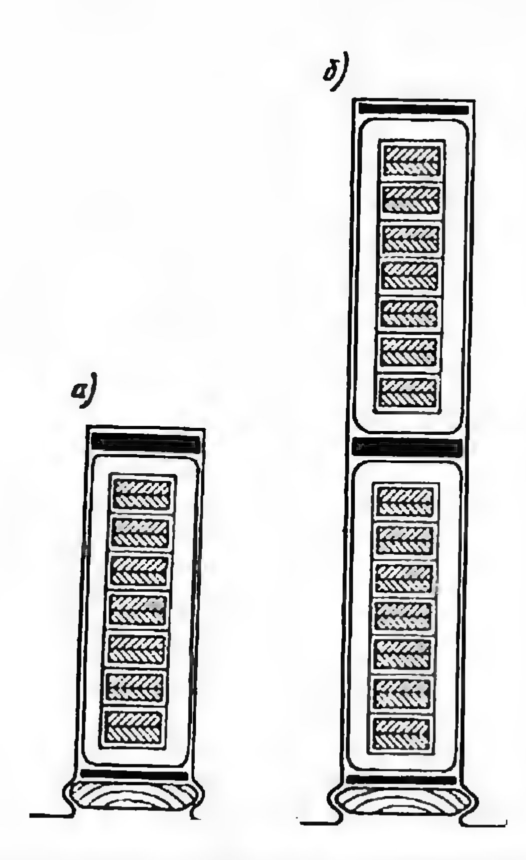


Рис. 3-4. Сечение паза однослойной (а) и двухслойной (б) обмоток

с шириной фазной зоны $2\pi/3$ нижние и верхние стороны катушек, лежащие в одном пазу, практически всегда принадлежат разным фазам. В однослойной обмотке с фазной зоной шириной $\pi/3$ (60°) возможны два варианта расположения катушек. В первом варианте одна фаза занимает все пазы подряд. Здесь укорочение шага невозможно, так как фазной зоне под соседним полюсом некуда сдвигаться: ей мешает соседняя фазная зона (рис. 3-6). Лобовые части таких катушек выполняются с отгибом в разных плоскостях, так чтобы они не пересекались, часть катушек в фазной зоне имеет удлиненный шаг, часть — укороченный, но в среднем все катушки имеют диаметральный шаг, в чем легко убедиться, сложив векторы напряжений всех катушек двух фазных зон. При ширине фазной зоны $2\pi/m$ эта обмотка будет иметь удвоенную длину лобовых частей, поэтому такая фазная зона не находит применения.

Второй вариант однослойной обмотки выполняется как двухслойная, но вторые «нижние» стороны катушек лежат в отдельных

Рис. 3-5. Двухслойная обмотка с фазной зоной шириной $\pi/3$, с диаметральным (а) и укороченным (б) шагом; с фазной зоной шириной $2\pi/3$, с диаметральным (в) и укороченным (г) шагом

пазах: можно считать, что во всех четных пазах лежат «верхние» стороны катушек, а в нечетных — «нижние» (или наоборот). Число пазов при однослойной обмотке вообще всегда должно быть четным, а при двухслойной может быть и нечетным. Однослойная обмотка этого типа во всем подобна двухслойной с половинным числом пазов: $q' = q/2$. В ней возможна фазная зона шириной π/m и $2\pi/m$, а также укорочение шага.

Распределение катушек по фазной зоне, как и сокращение шага, приводит к уменьшению ЭДС в обмотке, содержащей q пазов в фазной зоне и имеющей шаг y_1, отличающийся от $3q$, по сравнению с обмоткой, имеющей один паз в фазной зоне и диаметральный шаг. Коэффициенты, учитывающие это уменьшение, можно рассчитать, отнеся векторную сумму ЭДС q полувитков, равномерно распределенных в фазной зоне под углом $\pi/(mq)$ или $2\pi/(mq)$ друг к другу, к арифметической сумме ЭДС этих полувитков, а также отнеся векторную сумму ЭДС двух полувитков катушки, сдвинутых на угол $\pi y_1/(3q)$ в пространстве, к их арифметической сумме. Первый коэффициент называют коэффициентом распределения и рассчитывают для основной гармоники поля по формулам:

для фазной зоны шириной π/m:

$$k_p = \frac{\sin\dfrac{\pi}{2m}}{q\sin\dfrac{\pi}{2mq}}; \qquad (3\text{-}7)$$

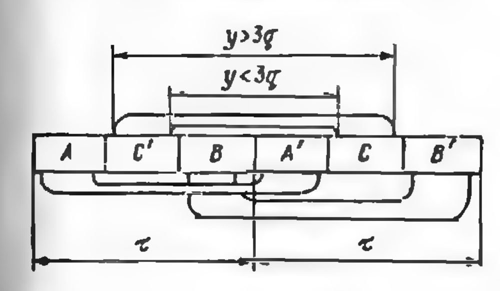


Рис. 3-6. Однослойная обмотка с фазной зоной $\pi/3$ и диаметральным шагом

для фазной зоны шириной $2\pi/m$:

$$k_p = \frac{\sin \pi/m}{q \sin \frac{\pi}{mq}}. \qquad (3\text{-}8)$$

а второй — коэффициентом укорочения и рассчитывают по формуле

$$k_y = \sin \frac{\beta\pi}{2}. \qquad (3\text{-}9)$$

где $\beta = y_1/(3q)$ для сокращенного шага и $\beta_1 = 2 - y_1/(3q)$ для удлиненного шага катушки.

При большом q $(q \to \infty)$:

$k_p = \frac{\sin \pi/(2m)}{\pi/(2m)}$ (для фазной зоны шириной π/m);

$k_p = \frac{\sin \pi/m}{\pi/m}$ (для фазной зоны шириной $2\pi/m$).

Как легко заметить из формул (3-7) и (3-8), коэффициент распределения для основной гармонической поля зависит от ширины фазной зоны, поэтому с точки зрения использования магнитной цепи и материала обмотки выгодно делать ширину фазной зоны наименьшей возможной; более того, при увеличении числа фаз коэффициент распределения приближается к единице, достигая при $m = 6$ и $\pi/m = 30°$ значения 0,988, а при $m = 12$ и $\pi/m = 15°$ значения 0,998. При дробном числе пазов на полюс и фазу отдельные катушки одной фазы под разными полюсами оказываются в разном положении. В целом по обмотке дело происходит так, как если бы q было целым, но равным $bd + c$. Поэтому в формулах для коэффициента распределения при дробном q следует использовать вместо q величину $bd + c$. При достаточно большом значении $bd + c$ можно использовать формулы для $q = \infty$. Более подробно вопрос об обмоточных коэффициентах будет рассмотрен ниже.

Форма катушек обмотки зависит от их конструкции и технологии изготовления. До 20-х годов нашего века выпуск электрических машин еще не имел такого массового характера, как теперь, и наблюдалось большое разнообразие конструкций обмотки, не создававшее технологических проблем. В настоящее время массовое производство делает экономически выгодным относительно небольшой набор конструкций, хотя для специальных целей могут применяться особые исполнения.

По конструкции пазовой части обмотки делят на стержневые (одновитковые) и катушечные (многовитковые). В стержневых обмотках катушка имеет один виток и число полувитков в пазу равно числу слоев $S_п$ (1 или 2). Такие обмотки экономически выгодны

при достаточно большом токе в одном витке и обычно применяются в мощных генераторах. В двигателях и генераторах относительно небольшой мощности статорные обмотки выполняются многовитковыми, при этом в одной катушке в общей корпусной изоляции может быть от двух витков до нескольких десятков витков. Общее число витков в одной из m_1 фаз обмотки прямо пропорционально числу пазов статора z_1, числу полувитков в одном пазу и обратно пропорционально числу фаз и числу параллельных ветвей a, так как только в пределах одной ветви все витки соединены последовательно:

$$w_1 = \frac{z_1 S_п}{2m_1 a} \qquad (3\text{-}10)$$

Из формулы (3-10), в частности, следует, что при нечетном z_1/m_1 частное $S_п/(2m_1 a)$ должно быть четным, чтобы число витков было целым.

Многовитковые катушки условно делят на мягкие и жесткие. Первые обычно применяют в машинах малой мощности и низкого напряжения (до 1000 В). Виток такой катушки представляет собой круглый провод относительно небольшого диаметра в собственной эмалевой или волокнистой изоляции. Мягкая катушка удобна при полузакрытом пазе, так как ее провода легко укладываются в паз через относительно узкий шлиц («всыпаются», поэтому такую обмотку еще называют всыпной). Витковой изоляцией служит изоляция самого провода, а корпусной — гильза из изоляционного материала, заранее заложенная в паз («коробочка»). Сейчас такие катушки наматываются на специальных станках прямо на собранный сердечник статора, но при ремонтах еще бывает старая технология: катушка наматывается на шаблон, затем «всыпается» в паз, после чего окончательно заклинивается. Мягкие катушки выполняются как в двухслойном, так и в однослойном варианте, с различной формой лобовых частей. После укладки и бандажировки лобовых частей обмотка может быть пропитана лаком или компаундом непосредственно на сердечнике. Разрез паза с мягкой катушкой показан на рис. 3-7. Так называемые жесткие катушки (см. рис. 1-5) наматываются из витков, каждый из которых содержит один или несколько включенных параллельно прямоугольных проводов, и применяются в машинах большей мощности и высокого напряжения. Витковой изоляцией и при этой конструкции может служить собственная изоляция провода; когда же проводов в витке несколько, тогда накладывается общая витковая изоляция, помогающая также сформировать виток. Обычно заготовка такой катушки наматывается на станке в виде «лодочки», которой затем форма катушки придается на специальном шаблоне, после чего накладывается общая изоляция. Затем катушка подвергается пропитке связующим, как правило, под давлением после предварительного вакуумирования и «запечке» при повышенной темпера-

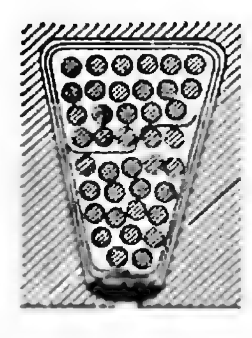


Рис. 3-7. Разрез паза с мягкой катушкой

туре. В качестве материала для корпусной и витковой изоляции высоковольтных обмоток используются повсеместно стеклослюдинитовые ленты, представляющие собой стеклотканевую основу, на которую нанесен слой слюдинита — материала, полученного из мелкодисперсной эмульсии слюды по технологии, близкой к технологии изготовления бумаги.

Еще сравнительно недавно для изолировки обмоток использовалась микалента — бумажная лента, на которую наклеивались пластинки щипаной слюды. Обмотки с такой изоляцией пропитывались после вакуумирования под давлением асфальтобитумным компаундом. При укладке в пазы такая катушка подогревалась до температуры выше точки размягчения компаунда, изоляция становилась мягкой, и можно было деформировать головку катушки, укладывая ее в паз, без повреждения изоляции. Современные обмотки, как уже говорилось, изолируются стеклослюдинитовыми лентами, при этом связующее может содержаться в самой ленте, предварительно им пропитанной, наноситься на ленты при изолировке или вводиться в изоляцию, выполненную из сухих лент при пропитке уже готовой катушки. В качестве связующего используются полиэфирные или эпоксидные смолы, а также их смеси, которые после достаточно длительного нагрева полимеризуются и становятся весьма прочными и жесткими, а сама изоляция к концу изготовления представляет собой как бы стеклослюдинитовый термореактивный стеклопластик. Жесткость такой изоляции создает технологические проблемы при укладке катушек в пазы. Чтобы решить их, применяют для пропитки лобовых частей другой состав, обладающий повышенной эластичностью и позволяющий деформировать головку катушки при укладке без повреждения изоляции. Применяют также технологический процесс, при котором в статор укладывают катушку, не окончательно запеченную, которую также можно слегка деформировать, а окончательная полимеризация происходит после укладки обмотки в статоре. Наконец, укладывают в статор обмотку, изолированную сухими лентами, а пропитку ее связующим ведут в автоклаве, куда помещается целиком статор или его сердечник с обмоткой, собранный отдельно от корпуса на технологическом приспособлении. Это требует специального оборудования, кроме того, ряд сложностей возникает при ремонте, так как корпусная изоляция очень хорошо приклеивается к сердечнику. Однако надежность обмоток такого типа настолько велика, что большинство электромашиностроительных предприятий переходит на технологию пропитки статоров в целом, поставляя с партией однотипных машин вместо резервных катушек

один резервный статор, а вместо ремонта машин, исчерпавших свой ресурс по изоляции, практикуется их замена.

Расчет размеров катушек и длин витков будет изложен ниже (см. § 4-4).

3-2. Обмотки роторов асинхронных машин

Исторически первым был реализован асинхронный двигатель с короткозамкнутой обмоткой ротора, однако почти сразу же после этого был создан двигатель с фазным ротором, который позволял осуществить пуск при большом начальном моменте сопротивления.

Обмотки фазных роторов, принципиальная конструкция которых описана в первой главе, обычно применяются в случае пуска двигателя с помощью пускового реостата и реже в двигателях, частота вращения которых регулируется с помощью реостата, поскольку такой способ регулирования неэкономичен.

При пуске или регулировании частоты вращения значительная часть кинетической энергии ротора выделяется в пусковом реостате, который реально может быть рассчитан на достаточно большой ток и невысокое напряжение. Поэтому и напряжение на зажимах фазной обмотки ротора выгодно тоже поддерживать невысоким, чтобы избежать проблем, связанных с изоляцией вращающихся обмоток и контактных колец на повышенное напряжение. Оно даже в переходных процессах редко превышает тысячу вольт. Число последовательно соединенных витков в такой обмотке меньше, чем в обмотке статора, а ток, протекающий в одном витке, больше. Если учесть, что числа пазов статора и ротора обычно близки, то можно считать, что близки и объемы токов в пазах, и, следовательно, при пониженном напряжении на зажимах в фазном роторе выгодно применять стержневой тип обмотки. Поэтому обмотки фазных роторов асинхронных машин, как правило, выполняются стержневыми волновыми; последнее обстоятельство позволяет избежать установки многочисленных междуполюсных перемычек на роторе, а также деталей для их крепления, что упрощает конструкцию. Общий вид полукатушки стержневой волновой обмотки показан на рис. 3-8. В волновой обмотке имеются два направления обхода ротора: прямое и обратное и им соответствуют две системы ходов: прямая и обратная. Катушки прямой и обратной систем ходов расположены под полюсами различной полярности и соединяются естественным ходом обмотки с помощью пайки головок верхних и нижних сторон катушек. В фазных роторах крупных асинхронных машин преимущественно применяют целое число пазов на полюс и фазу q; относительно редко применяется дробное q вида $q = b + 1/2$. Делается это для того, чтобы избежать субгармоник поля ротора низкого порядка и вызываемых ими маг-

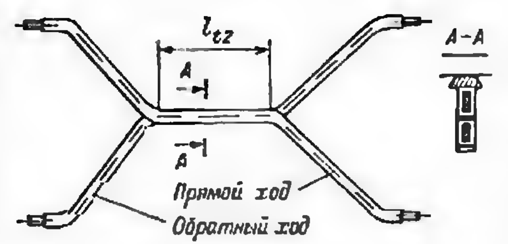


Рис. 3-8. Расположение волновой обмотки в пазах ротора

нитных вибраций. Благодаря целому q или q вида $b + ^1/_2$ можно обойтись в обмотке ротора одной междуполюсной перемычкой на фазу, соединяющей систему прямых и обратных ходов. В волновой обмотке первый частичный шаг может быть укороченным или удлиненным, а второй — соответственно удлиненным или укороченным. Укорочение шага в волновой обмотке не сокращает средней длины лобовых частей, но позволяет уменьшить амплитуды гармоник поля, так же как и в статорной обмотке. Число фаз обмотки ротора обычно такое же, как и в обмотке статора, но это необязательно: оно может быть любым при условии, что образуется вращающееся магнитное поле. Так, например, для сокращения числа контактных колец ротора с трех до двух применялись двухфазные обмотки роторов при трехфазных обмотках статоров. От этой конструкции отказались из-за необходимости усилить изоляцию обмоток на случай перенапряжения при переходных процессах (переключения обмотки, перерывы питания и реверсы). Нерационально, по-видимому, число фаз обмотки ротора более трех, так как иначе возрастает число контактных колец и усложняется конструкция короткозамыкающего устройства. Исключение составляет машина двойного питания, к ротору которой подводится источник напряжения переменной частоты и амплитуды. Таким источником часто бывает полупроводниковый преобразователь, число фаз которого может быть больше трех, что позволяет получить практически синусоидальный ток в обмотке ротора.

Обмотка ротора волнового типа укладывается либо в открытые пазы, и тогда ее стержни сразу имеют конечную форму, либо в полузакрытые пазы, и тогда отгиб стержня в тангенциальном направлении до укладки обмотки может быть сделан только с одной стороны, а с другой — выполняется после укладки обмотки. Обычно головки обмотки после пайки стержней покрываются довольно тонкой изоляцией или вообще оставляются неизолированными и покрываются лаком или эмалью. Лобовые части обмотки фазного ротора слегка отгибаются по направлению к валу и крепятся к обмоткодержателям с помощью бандажей из немагнитной проволоки или стекловолокна, пропитываемого эпоксидным компаундом. Весь ротор, как и статор, может быть изолирован по технологии «монолит», т. е. изоляция, выполненная сухими лентами, после укладки, заклиновки и бандажирования обмотки пропитывается связующим в автоклаве, куда погружается вместе с сердечником ротора. В особо быстроходных машинах обмотку ротора такого типа можно

выполнить петлевой (при $p = 1$ экономии меди за счет перемычек в волновой обмотке нет) и закрепить лобовые части бандажными кольцами по типу конструкции турбогенераторов и турбодвигателей.

Основная гармоника статорной НС F_1 создает бегущее поле с амплитудой B_1, наводит в фазной обмотке ротора ЭДС E_2', пропорциональную B_1 и частоте скольжения sf_1. Форма поля обмотки ротора при синусоидальном поле статора будет зависеть от числа фаз, числа пазов, сокращения шага и скоса пазов точно так же, как и форма поля статорной обмотки. Обмоточные коэффициенты для основной гармоники вычисляются по тем же формулам, что и для обмотки статора. О влиянии высших гармоник обмотки статора будет сказано ниже.

Короткозамкнутые обмотки роторов выполняются с одной или с двумя клетками при различном расположении пазов (см. рис. 4-2). Форма пазов короткозамкнутой обмотки может быть самой разнообразной и зависит от требуемых параметров рабочих и пусковых характеристик, на расчете которых мы остановимся в шестой главе. Здесь мы рассмотрим конструкцию короткозамкнутой обмотки с точки зрения формы образуемого ею магнитного поля в зазоре и ее влияния на характеристики машины.

При любом числе пазов ротора в короткозамкнутой обмотке, но при условии, что число пазов некратно числу пар полюсов, в каждом стержне будет протекать ток, вызванный синусоидальной НС статора и имеющий свою фазу. Следовательно, наибольшее возможное число фаз короткозамкнутого ротора $m_2 = z_2$, а число последовательно соединенных витков в фазе согласно формуле (3-10) будет $^1/_2$. Если число пазов обмотки короткозамкнутого ротора и число пар полюсов имеют какой-либо общий делитель k, то число фаз короткозамкнутой обмотки будет равно z_2/k. Но и в этом случае стержни, имеющие одинаковую фазу, оказываются включенными параллельно и число параллельных ветвей составляет k, а следовательно, число витков на фазу будет $^1/_2$.

Все стержни короткозамкнутой обмотки соединяются параллельно короткозамыкающими кольцами. В двойных клетках иногда применяют общие короткозамыкающие кольца для стержней верхней и нижней клеток, однако этой конструкции желательно избегать, так как неравномерный нагрев клеток может вызвать существенные термомеханические напряжения при общем кольце.

Стержни короткозамкнутой клетки оказываются соединенными не только посредством колец, но и посредством контакта со стальным сердечником: токи между ними могут замыкаться и по листам сердечника. Опыт показывает, что растекание токов, вызванных основной гармоникой поля, относительно невелико, так как продольное сопротивление стержней и небольших участков колец значительно меньше, чем поперечное сопротивление сердечника и кон-

тактов его со стержнями, однако для токов повышенной частоты, особенно вызванных гармониками порядка зубчатости, в некоторых случаях необходимо учитывать токи от стержня к стержню через сердечник.

3-3. Магнитное поле, образованное многофазной обмоткой

Как уже отмечалось в § 3-1, основные гармоники поля каждой фазы обмотки статора в случае их симметрии (равенства амплитуд), пульсирующие с частотой f_1, складываются и образуют вращающееся поле с амплитудой, равной $m_1/2$ амплитуды индукции одной фазы, вращающееся со скоростью $v = 2f\tau$ (τ — полюсное деление или $^1/_2$ периода) независимо от числа фаз. Кроме основной гармоники в зазоре асинхронной машины существуют и другие гармоники, амплитуды которых определяются схемой обмотки. В начале рассмотрим поле о д н о й ф а з ы.

Рассмотрим простейшую математическую модель магнитной цепи, состоящую из равномерного зазора между двумя поверхностями ферромагнитных тел, в каждом из которых $\mu = \infty$. На верхней границе зазора расположена обмотка статора, состоящая из очень тонких по сечению витков, в каждой фазе которой витки соединены последовательно, и по ним протекает один и тот же ток I. Если рассматривать поле, образованное одним витком такой обмотки, имеющим произвольный шаг, то кривая напряженности поля по осн, направленной поперек зазора, несимметрична (рис. 3-9). На самом деле кривая нормальной составляющей поля не может иметь прямоугольной формы, так как проводник имеет конечные размеры, однако это предположение не создает существенных погрешностей. Представленную на рис. 3-9, *а* кривую можно разложить на периоде $2p\tau$, т. е. на длине зазора всей машины, в гармонический ряд вида

$$F = \sum_{...}^{\infty} F_{\nu'} \sin \nu' \frac{\pi x}{\tau}, \qquad (3\text{-}11)$$

где $F_{\nu'}$ — амплитуда ν'-й гармонической НС, равная

$$F_{\nu'} = \frac{2\sqrt{2}\, Iw}{\nu'\pi} \sin \frac{\nu'\pi\beta}{2p}. \qquad (3\text{-}12)$$

Здесь τ — полюсное деление; w — число витков катушки, β — укорочение шага, ν' — порядок гармонической, равный $\nu' = p \pm k$, где k — любое целое число, включая нуль. Если считать первой гармонику порядка $\nu' = p$, то относительный порядок гармоники будет $1 \pm k/p$.

Рис. 3-9. Поле одной катушки (*а*) и двух катушек (*б*) в равномерном зазоре

Если $k > p$ (при этом k может быть кратным p), то порядок гармоники получается отрицательным. Примем, как Р. Рихтер [26], что это означает во вращающемся поле обратное по отношению к основной гармонике направление вращения.

При укладке аналогичной катушки, обтекаемой током противоположного направления, под соседний полюс со сдвигом точно на полюсное деление, получим картину поля, показанную на рис. 3-9, *б*. Каждая гармоника, образованная второй катушкой, будет сдвинута относительно гармоники, образованной первой катушкой, на угол $k\pi/p$. Если такие катушки уложить под n полюсами подряд, то их суммарная НС будет представлять собой гармонический ряд, в котором p-я гармоника увеличится в n раз, а сумма ν'-х гармоник составит

$$F_{\nu' n} = \left(nF_{\nu'} \sin \frac{nk\pi}{2p}\right) \Big/ \left(n \sin \frac{k\pi}{2p}\right), \qquad (3\text{-}13)$$

т. е. в n раз увеличатся и гармоники, кратные основной с номером $\nu' = lp$. Гармоника же, некратная основной $\nu' = p \pm k$, после укладки катушек на n полюсах, когда $nk = 2p$, обратится в нуль. Так как обмотку с целым числом пазов на полюс и фазу q можно считать системой q обмоток, под каждым полюсом которых лежит одна катушка, то в поле фазы этой обмотки гармоник с порядком, меньшим или некратным p, не будет. Легко убедиться также, что поле такой обмотки не содержит четных гармоник.

Не будет в поле фазы обмотки и гармоник, период которых кратен числу фаз: так как обмотка занимает фазную зону шириной π/m или $2\pi/m$, то ее поле представляет собой трапецию, разлагая которую в ряд Фурье, получаем коэффициенты ряда, пропорциональные

$$F_\nu = \frac{4}{\pi} \frac{2m}{\pi} \frac{\sin \frac{\nu\pi}{2m}}{\nu^2}. \qquad (3\text{-}14)$$

При $\nu\pi/(2m) = k\pi$ гармоника обращается в нуль. Тот факт, что от ширины фазной зоны зависит форма кривой НС и поля в зазоре, следует из выражения для коэффициента распределения, если его применить к ν'-й гармонической составляющей НС. Вспом-

ним, что при очень большом q коэффициент распределения для ν'-й гармоники можно записать следующим образом [3]:

$$k_{p\nu'} = \frac{\sin\dfrac{\nu'\alpha}{p}}{q\sin\dfrac{\nu'\alpha}{pq}} \approx \frac{\sin\dfrac{\nu'\alpha}{p}}{\dfrac{\nu'\alpha}{p}}. \qquad (3\text{-}15)$$

где α составляет $^1/_2$ ширины фазной зоны, которая может быть равна $2\pi/m$ или π/m. Таблицы коэффициентов распределения, (табл. 3-1, 3-2, 3-3) для основной гармонической и высших гармоник, заимствованные из [3], показывают, что коэффициент k_p для

Таблица 3-1. **Коэффициенты распределения для основной гармонической многофазных обмоток при достаточно большом числе пазов на полюс и фазу ($q = \infty$)**

Число фаз m	Коэффициент распределения при ширине фазной зоны	
	$2\pi/m$	π/m
3	0,827	0,955
6	0,955	0,958
9	0,980	0,992
12	0,988	0,998
15	0,990	0,999
∞	1,0	1,0

основной гармонической растет с увеличением числа фаз и уменьшением ширины фазной зоны. В то же время $k_{p\nu'}$ падает с ростом порядка гармонической, хотя для некоторых порядков снова возрастает до уровня коэффициента для основной гармонической. Что же это за порядки? Легко убедиться, что коэффициент распределения для гармонической порядка ν' равен коэффициенту для гармонической порядка p, когда

$$\nu' = 2mpqk + p, \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \ldots . \qquad (3\text{-}16)$$

т. е. когда число периодов, приходящееся на пару полюсов, на единицу меньше или больше числа пазовых делений или удвоенного, утроенного их числа и т. д. Такие гармоники называются гармониками порядка зубчатости. Их амплитуда при гладком зазоре, как и прочих гармоник, падает с ростом порядка, что ясно хотя бы из разложения в ряд кривой поля единичной катушки, однако коэффициент распределения остается высоким. Чтобы уменьшить амплитуду гармоник порядка зубчатости, нужно увеличить сам этот порядок, т. е. значение ν'. Так как в формуле для коэффициента распределения и в других случаях, при дробном q вида

Таблица 3-2. **Коэффициент распределения $k_{p\nu}$ для трехфазных шестизонных обмоток ($m = 3$, $m' = 6$)**

ν	Значение $k_{p\nu}$ при q или $bd+c$ (при дробном q), равном							
	4	5	6	7	8	9	10	∞
1	0,958	0,957	0,957	0,956	0,955	0,955	0,955	0,955
3	0,654	0,646	0,644	0,642	0,641	0,640	0,639	0,639
5	0,205	0,200	0,197	0,195	0,194	0,194	0,193	0,191
7	—0,158	—0,149	—0,145	—0,143	—0,141	—0,140	—0,140	—0,136
9	—0,270	—0,247	—0,236	—0,229	—0,225	—0,222	—0,220	—0,212
11	—0,126	—0,110	—0,102	—0,097	—0,095	—0,093	—0,092	—0,087
13	0,126	0,102	0,092	0,086	0,083	0,081	0,079	0,073
15	0,270	0,200	0,172	0,158	0,150	0,145	0,141	0,127
17	0,158	0,102	0,084	0,075	0,070	0,066	0,064	0,050
19	—0,205	—0,110	—0,084	—0,072	—0,066	—0,062	—0,060	—0,059
21	—0,654	—0,274	—0,172	—0,143	—0,127	—0,118	—0,112	—0,091
23	—0,958	—0,149	—0,092	—0,072	—0,063	—0,057	—0,054	—0,041
25	—0,958	0,200	0,102	0,075	0,063	0,056	0,052	0,038
27	—0,654	0,648	0,236	0,158	0,127	0,111	0,101	0,071
29	—0,205	0,957	0,145	0,086	0,066	0,056	0,050	0,033
31	0,158	0,957	—0,194	—0,097	—0,070	—0,056	—0,050	—0,031
33	0,270	0,646	—0,644	—0,229	—0,150	—0,118	—0,105	—0,058
35	0,126	0,200	—0,957	—0,143	—0,083	—0,062	—0,052	—0,027
37	—0,126	—0,149	—0,957	0,195	0,095	0,066	0,054	0,026
39	—0,270	—0,247	—0,664	0,642	0,225	0,145	0,112	0,049
41	—0,158	—0,110	—0,197	0,957	0,141	0,081	—0,060	0,023
43	0,205	0,102	0,145	0,957	—0,194	—0,093	—0,064	—0,022

Таблица 3-3. **Коэффициент распределения $k_{p\nu}$ для шестифазных двенадцатизонных обмоток ($m = 6$, $m' = 12$)**

ν	Значение $k_{p\nu}$ при q или $bd+c$ (при дробном q), равном							
	2	3	4	5	6	7	8	∞
1	0,991	0,990	0,989	0,989	0,989	0,989	0,989	0,988
11	0,131	0,105	0,098	0,095	0,093	0,092	0,092	0,090
13	—0,131	—0,095	—0,086	—0,082	—0,080	—0,079	—0,078	—0,076
23	—0,991	—0,095	—0,065	—0,055	—0,051	—0,049	—0,047	—0,043
25	—0,991	0,1053	0,065	0,054	0,049	0,046	0,044	0,040
35	—0,131	0,990	0,086	0,054	0,043	0,038	0,036	0,028
37	0,131	0,990	—0,098	—0,055	—0,043	—0,038	—0,035	—0,027
47	0,991	0,105	—0,989	—0,082	—0,049	—0,038	—0,032	—0,021
49	0,991	—0,095	—0,989	0,095	0,051	0,038	0,032	0,020
59	0,131	—0,095	—0,098	0,989	0,080	0,046	0,035	0,017
61	—0,131	0,105	0,086	0,989	—0,093	—0,049	—0,036	—0,016
71	—0,991	0,990	0,065	0,095	—0,989	—0,079	—0,044	—0,014
73	—0,991	0,990	—0,065	—0,082	—0,989	0,093	0,047	0,013
83	—0,131	0,105	—0,086	—0,055	—0,093	0,989	0,078	0,012
85	0,131	—0,095	0,098	0,054	0,080	0,989	—0,092	0,012

$q = b + c/d$, роль q играет $bd + c$, то, следовательно, выгодно увеличивать знаменатель дроби d. При этом порядок гармоники зубчатости возрастает и, хотя $k_{p\nu}$ останется высоким, ее амплитуда все же уменьшится. Для всех гармоник при дробном q

$$k_{p\nu'} = \frac{\sin(\alpha\nu'/p)}{(bd+c)\sin\dfrac{\alpha\nu'}{p(bd+c)}}. \tag{3-17}$$

Вторым способом снижения содержания высших гармоник порядка зубчатости является скос пазов на одно пазовое деление или на его половину. Пазовое деление соответствует как раз периоду гармоники порядка $2mq \pm 1$, т. е. так называемой первой зубчатости. Если в кривой поля содержится гармоника порядка зубчатости, то наведенное ею напряжение во всем полувитке обмотки будет при скосе пазов равно нулю. Аналогично будет равно нулю напряжение, наведенное ν-й гармоникой НС в обмотке ротора при скосе пазов статора или ротора на величину, равную периоду этой гармоники. Уменьшение любой, в том числе и основной, гармоники за счет скоса пазов можно определить по коэффициенту скоса

$$k_{ск\nu} = \frac{\sin\dfrac{\nu t_{ск}\pi}{2\tau}}{\dfrac{\nu t_{ск}\pi}{2\tau}}. \tag{3-18}$$

Коэффициент сокращения шага (коэффициент укорочения) для любой гармоники порядка ν составит

$$k_{y\nu} = \sin\frac{\nu\beta\pi}{2}. \tag{3-19}$$

Легко убедиться, что для гармоник порядка зубчатости он равен коэффициенту укорочения для основной гармоники, так как период гармоники зубчатости — это один паз и один зубец, а сокращение шага всегда реально может происходить только шажками протяженностью в один паз и один зубец, т. е. целыми периодами гармоники зубчатости. Этот же результат получается формально, если подставить в выражение (3-19) порядок гармоники зубчатости $1 + 2kmq$.

Если $\beta = (\nu - 2k)/\nu$, т. е. $k_{y\nu} = \sin(0{,}5\nu\beta\pi) = 0$, то гармоника порядка ν исчезает из кривой НС. Это положение, однако, несправедливо, если относится к гармонике порядка зубчатости. Обычно при выборе сокращения шага стремятся уменьшить амплитуду не одной гармоники, а сразу двух с порядками $\nu_1 = 1 - km$ и $\nu_2 = 1 + km$, для чего сокращение шага выбирают равным

$$\beta = \frac{\nu_1}{\nu_1 + 1} \quad \text{или} \quad \beta = \frac{\nu_2 - 2}{\nu_2 - 1}.$$

Таким образом амплитуда ν'-й гармоники в НС фазы обмотки статора составляет

$$F_{\nu'ф} = \frac{2\sqrt{2}\ Iw}{\nu'\pi} k_{p\nu'} k_{y\nu'} k_{ск\nu'} = \frac{2\sqrt{2}\ Iw}{\nu'\pi} k_{об\nu'}, \tag{3-20}$$

а амплитуда индукции $B_{\nu'}$ при гладкой поверхности зазора шириной δ'

$$B_{m\nu'} = \frac{\mu_0}{\delta'} F_{\nu'ф} \tag{3-21}$$

Если использовать формулы (3-1) — (3-4) для определения амплитуды ν-й гармоники в кривой поля трехфазной обмотки, то получим (учитывая, что для относительного порядка $\nu = \nu/p$ мы должны подставить в формулы $2\pi\nu/m$ вместо $2\pi/m$), что НС этой гармоники составит (полагаем, что ν может иметь и отрицательное значение)

$$B_\nu = \sum_{k=1}^{m} B_{m\nu} \sin\left(\omega t - \frac{2k\pi}{m}\right) \times$$
$$\times \cos\left(\frac{\nu\pi x}{\tau} - \frac{2k\nu\pi}{m}\right) = \frac{1}{2} B_m \Big[\sin\Big(\omega t -$$
$$- \frac{\nu'\pi x}{p\tau}\Big) \sum_{k=1}^{m} \cos\left(\frac{\nu'}{p} - 1\right)\frac{2\pi k}{m} +$$
$$+ \cos\left(\omega t - \frac{\nu'\pi x}{p\tau}\right) \sum_{k=1}^{m} \sin\left(\frac{\nu'}{p} - 1\right)\frac{2\pi k}{m}\Big]. \tag{3-22}$$

Из выражения (3-22) видно, что условием существования вращающейся ν'-й гармоники поля будет $\left(\frac{\nu'}{p} - 1\right)\frac{2\pi}{m} = k^* \cdot 2\pi$, что имеет место для гармоник порядка

$$\nu = \frac{\nu'}{p} = 1 + k^* m,$$

где m — число фаз, k^* — целое, положительное или отрицательное, число, включая нуль: отсюда следует, что амплитуда B_ν составит $B_{\nu m}\, m/2$ и

$$B_\nu = \frac{B_{m\nu} m}{2} \cos\left(\omega t - \frac{\nu'}{p}\frac{\pi}{\tau} x\right). \tag{3-23}$$

Если число фазных зон становится $2m$ и ширина каждой из них $\alpha = \pi/m$, то при этом в выражение (3-22) нужно подставить π/m

мотке короткозамкнутого ротора равно числу пазов), а относительный порядок $1 \pm z_2/p$. Так как шаг в обмотке короткозамкнутого ротора — всегда диаметральный, а кроме того, период гармонической порядка $p \pm z_2$ равен пазовому делению, то на амплитуду гармонических порядка зубчатости можно повлиять только скосом пазов. К сожалению, скос пазов не полностью уничтожает гармоники порядка зубчатости ротора, так как обмотки короткозамкнутых роторов не изолируются, а замыкание токов по стали снижает эффективность скоса пазов.

Однако токи в роторе возникают под действием не только основной, но и высших гармоник поля обмотки статора. Так, пятая пространственная гармоника поля статора, вращающаяся в сторону, противоположную направлению вращения основной гармоники, возбуждает в обмотке ротора ЭДС с пространственным периодом, равным $^1/_5$ периода основной гармоники, и с частотой скольжения

$$s_\nu = \frac{1/\nu - (1-s)}{1/\nu} = 1 - \nu(1-s) = 1 + 5(1-s) = 6 - 5s.$$

Аналогично ЭДС от седьмой пространственной гармоники поля статора будет иметь пространственный период, равный $^1/_7$ периода основной гармоники, и частоту

$$s_7 = 1 - 7(1-s) = -6 + 7s.$$

Основная гармоника поля, возбуждаемого ν-й гармоникой поля статора, будет ν-й пространственной гармоникой поля ротора. Скорость этих гармоник роторного поля, имеющих пространственный период, равный $2\tau/\nu$, будет относительно ротора $[1/\nu + (1-s)]\,2f\tau$, а относительно статора $(1/\nu)\,2f\tau$, так что частота токов, наводимых ими в обмотке статора, равна f, как и для любых пространственных гармоник, образованных обмоткой статора. Иными словами, пространственные гармоники поля ротора, образованные пространственными гармоническими поля статора, вращаются в ту же сторону и с той же скоростью, что и гармоники, их вызвавшие.

Возможен еще один случай образования гармоник поля ротора, кроме двух, указанных выше: это образование гармоникой поля статора порядка ν' гармоники поля ротора порядка μ', не равного ν'. Для того чтобы выяснить возможность такого случая, используем уравнение (3-22) для определения возможного порядка гармоник поля ротора μ', образованных гармоникой поля статора порядка ν'; при этом положим, что в роторе m_2 фаз, сдвинутых на пространственный угол $2\pi\mu'/(pm_2)$ в поле гармонической порядка ν и на пространственный угол $2\pi\mu'/(pm_2)$ в поле гармонической порядка μ', а частота тока $\omega_2 = s_\nu\omega_1$. После подстановки получим сумму гармоник, образованных каждой из m_2 фаз:

$$B'_\mu = \sum_{k=1}^{m_2} B_m \sin\left(s_\nu\omega_1 t - \nu\frac{2\pi}{pm_2}k\right)\times$$

$$\times\cos\left(\mu'\frac{\pi x}{p\tau} - \mu'\frac{2\pi k}{pm_2}\right) = \sum_{k=1}^{m_2}\frac{B_m}{2}\sin\left[s_\nu\omega_1 t - \frac{\mu' x}{p\tau} +\right.$$

$$\left.+(\mu'-\nu')\frac{2\pi k}{pm_2}\right] = 0{,}5B_m\left[\sin\left(s_\nu\omega_1 t - \frac{\mu' x}{p\tau}\right)\times\right.$$

$$\times\sum_{k=1}^{m_2}\cos\left(\frac{\mu'-\nu'}{p}\frac{2\pi}{m_2}k\right) + \cos\left(s_\nu\omega_1 t + \frac{\mu' x}{p\tau}\right)\times$$

$$\left.\times\sum_{k=1}^{m_2}\sin\left(\frac{\mu'-\nu'}{p}\frac{2\pi}{m_2}k\right)\right], \tag{3-24}$$

которая не равна нулю только при условии

$$\frac{\mu'-\nu'}{p}\frac{2\pi}{m_2} = k_2\cdot 2\pi \tag{3-25}$$

или иначе

$$\mu' = k_2 p m_2 + \nu'; \qquad \nu' = k_1 p m_1 + p \tag{3-26}$$

где $k_1 = 0;\ \pm 1;\ \pm 2; \ldots$

Тогда

$$\mu' = pk_1m_1 + pk_2m_2 + p;$$

$$\mu = \mu'/p = k_1m_1 + k_2m_2 + 1,$$

где $k_2 = 0,\ \pm 1,\ \pm 2, \ldots$

Применительно к гармонике порядка зубчатости это будет

$$\mu' = k_1z_1 + k_2z_2 + p \qquad \mu = 6k_1q_1 + k_2z_2/p + 1 \tag{3-27}$$

где k_1, k_2 — любые целые положительные или отрицательные числа включая нуль.

Аналогичным путем можно определить гармонический состав поля m-фазной обмотки при питании ее от источника несинусоидального напряжения, например от статического преобразователя частоты и напряжения, на выходе которого кривая напряжения отличается от синусоиды. Обычно такую кривую можно разложить в ряд Фурье: $U = \Sigma U_\mu \sin \mu\omega t$, где μ — порядок гармоники напряжения, и для каждой из гармоник напряжения по эквивалент-

ным индуктивным сопротивлениям обмоток для данной частоты найти гармонический состав кривой фазного тока

$$I = \sum_{\mu=1}^{\infty} I_\mu \sin \mu\omega t. \qquad (3\text{-}28)$$

Аналогичный вид будет иметь кривая НС фазы обмотки. Если учесть еще пространственное распределение НС, то ее можно записать в виде двойного ряда Фурье

$$F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{S_n z}{2apm} \sum_{\mu=1}^{\infty} \sum_{\nu=1}^{\infty} I_\mu \frac{1}{\nu} k_{об\,\nu} \times$$

$$\times \left[\sin\left(\mu\omega t - \frac{\nu\pi x}{\tau}\right) + \sin\left(\mu\omega t + \frac{\nu\pi x}{\tau}\right)\right]. \qquad (3\text{-}29)$$

Условие $\sin(\mu\omega t + \nu\pi x/\tau) = \mathrm{const}$ даст нам линейную скорость ν-й пространственной гармоники поля, образованной μ-й временной гармоникой тока:

$$v_{\mu\nu} = \pm v_1 \frac{\mu}{\nu}. \qquad (3\text{-}30)$$

Если $\mu = \nu$, то $v_{\mu\nu} = v_1$; следовательно, ν-я гармоника поля, образованная μ-й временной гармоникой тока, вращается синхронно с основной пространственной гармоникой поля, образованной первой временной гармоникой тока.

Если суммировать индукции, образованные в зазоре совместным действием m фаз обмотки, сдвинутых на пространственный угол $2\pi/m$, то в выражении, аналогичном, по существу, формуле (3-24), будет иметь место сумма вида

$$\sum_{k=0}^{m} \left\{\sin\left[\mu\left(\omega t - \frac{2\pi k}{m}\right) - \nu\left(\frac{x\pi}{\tau} - \frac{2\pi k}{m}\right)\right] + \right.$$

$$\left. + \sin\left[\mu\left(\omega t - \frac{2\pi k}{m}\right) + \nu\left(\frac{x\pi}{\tau} - \frac{2\pi k}{m}\right)\right]\right\} =$$

$$= \sum_{k=0}^{m} \left\{\sin\left[\mu\omega t - \frac{\nu\pi x}{\tau} + (\nu - \mu)\frac{2\pi k}{m}\right] + \right.$$

$$\left. + \sin\left[\mu\omega t + \frac{\nu\pi x}{\tau} - (\nu + \mu)\frac{2\pi k}{m}\right]\right\}. \qquad (3\text{-}31)$$

Полагая, что ν может принимать и отрицательные значения, указывающие на направление вращения данной гармоники, полу-

Таблица 3-4. **Относительные скорости вращения высших пространственных гармонических поля v_ν, вызванных высшими временными гармоническими поля**

Пространственная гармоника ν	Значение v_ν для гармонической тока статора								
	1	5	7	11	13	17	19	23	25
	Трехфазная обмотка								
1	0	−6	6	−12	12	−18	18	−24	24
−5	−6/5	0	−12/5	6/5	−18/6	12/5	−24/5	18/5	−6
7	−13/7	−12/7	0	−18/7	−6/7	−24/7	12/7	23/7	18/7
−11	−12/11	−6/11	−18/11	0	−24/11	6/11	−30/11	12/11	−36/11
13	−7/13	−18/13	−6/13	−24/13	0	−30/11	6/13	−36/13	12/13
−17	−18/17	−29/17	−24/17	−6/17	−30/17	0	−36/17	6/17	−42/7
19	−37/19	−24/19	−12/19	−30/19	−6/19	−36/19	0	−42/19	6/19
23	−24/23	−41/23	−30/23	−12/23	−36/23	−6/23	−42/23	0	−48/23
25	−24/25	−30/25	−18/25	−36/25	−12/25	−42/25	−6/25	48/25	0
	Двенадцатифазная обмотка								
1	0	—	—	−12	12	—	—	−24	24
11	−12/11			0	−24/11			12/11	36/11
13	−25/15			−24/13	0			−36/13	12/13
23	−24/23			−12/23	−36/23			0	12/23
25	−24/25			−36/25	−12/25			−48/25	0

чим, что для существования ν-й пространственной гармоники поля в данном случае должно выполняться условие

$$\frac{\mu \pm \nu}{m} = 0, \quad 1, \quad 2, \quad 3, \quad . \ . \ .$$

В табл. 3-4 приведены пространственные гармоники в обмотках трехфазных и двенадцатифазных, питаемых, естественно, от источников напряжения, содержащих также только нечетные гармоники, порядок которых равен $1 + km$, где m — число фаз, а k — любое целое положительное или отрицательное число. В таблице приведены относительные скорости вращения каждой из гармонических поля (за $+1$ считается $v_1 = 2f\tau$).

3-4. Составление схемы обмотки

Схема обмотки — это графическое или численное описание соединения ее катушек в параллельные ветви и фазы. Схема составляется по известным правилам, соблюдение которых позволяет обеспечить симметрию напряжений и токов обмотки и синфазность ее параллельных ветвей, а также получить заданные или допустимые амплитуды гармоник НС и магнитного поля. Исходными данными для составления схемы являются число пазов, число пар полюсов, число фаз и параллельных ветвей. При проектировании приходится делать выбор одного из многих возможных чисел пазов при заданном числе фаз и пар полюсов машины. Выбор числа пазов $z = q \cdot 2mp$ облегчается, если число $2mp$ разложить на элементарные множители. Так, для $m = 3$ и $2p = 12$ получим $2mp = 36 = 2 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 3$. Так как при дробном числе пазов вида $q = b + c/d$ d никогда не равно и не кратно m (иначе обмотка будет несимметричной), то кроме целых чисел пазов на полюс и фазу возможны только числа пазов вида $b + c/d$, где d может быть любым множителем, на которые разлагается произведение $2mp$, кроме кратных m, т. е. d может быть любым числом кроме кратного m. В нашем случае это будет 2 или 4, так что возможны числа пазов вида $q = b + 1/2$, $q = b + 1/4$ и $q = b + 3/4$. Тогда, выписав отдельной строкой все возможные числа пазов на полюс и фазу, под каждым из них поместим число пазов $z = 2mpq$:

q . .	$1/2$	$3/4$	1	$1\,1/4$	$1\,1/2$	$1\,3/4$	2	$2\,1/4$	$2\,1/2$	$2\,3/4$	3
z . .	18	27	36	45	54	63	72	81	90	99	108

и т. д. При этом надо учесть, что для однослойной обмотки эквивалентным числом пазов на полюс и фазу будет $z/2$, следовательно, в данном случае нечетные числа пазов для однослойной обмотки будут невозможны. В [26] имеются подробные таблицы вариантов

чисел пазов для трехфазных обмоток, но мы не будем приводить их здесь, так как алгоритм расчета q весьма прост и легко реализуется в любой программе расчета и проектирования.

При составлении схемы обмотки начинают обычно с составления катушечного ряда: последовательности цифр, каждая из которых обозначает число катушек в фазной зоне обмотки. Например, если число пазов на полюс и фазу — целое и равное, скажем, 3, то в каждой фазной зоне под каждым полюсом в любой фазе будет по три катушки и катушечный ряд будет иметь вид: 3 3 3 3 3 . . . Если же q — дробное вида $q = b + c/d$, то катушечный ряд на каждые d членов содержит c членов, равных $b + 1$, и $d - c$ членов, равных b. Так, например, для $q = 2\,1/4$ ряд будет выглядеть так: 3 2 2 2 3 2 2 2 . . . Выписывая эти числа в виде таблички, в которой число столбцов будет равно числу фаз, получим в каждом столбце чередование полюсных групп катушек одной фазы. Для $q = 3$ это будет

333

333

333 и т. д.,

а для $q = 2\,1/4$

322

23 2

223

222 и т. д.

Варианты чередования катушечных групп могут для одного и того же q сильно отличаться друг от друга. Так, например, для трехфазной обмотки и $q = 1\,3/8$ возможны такие крайние варианты:

2 1 1 2 1 1 2 1 . . . и 2 2 2 1 1 1 1 1 . . .

От вида катушечного ряда будет зависеть обмоточный коэффициент для основной и прочих гармоник поля в дробных обмотках. По катушечному ряду легко составить табличную схему обмотки. Результирующий шаг — сумма первого и второго частичного шага — равен точно $6q$, только если q — целое. Если же q — дробное, то результирующий шаг

$$y_п = \frac{2m(bd + c) \pm e}{d},$$

где e — наименьшее целое число, дополняющее числитель до числа, кратного знаменателю, и, естественно, не превышающее $0{,}5d$. Табличную схему составляют для числа пазов $z_0 = m(bd + c)$ при четном d и $z_0 = 2m(bd + c)$ при нечетном d. На рис. 3-11 по-

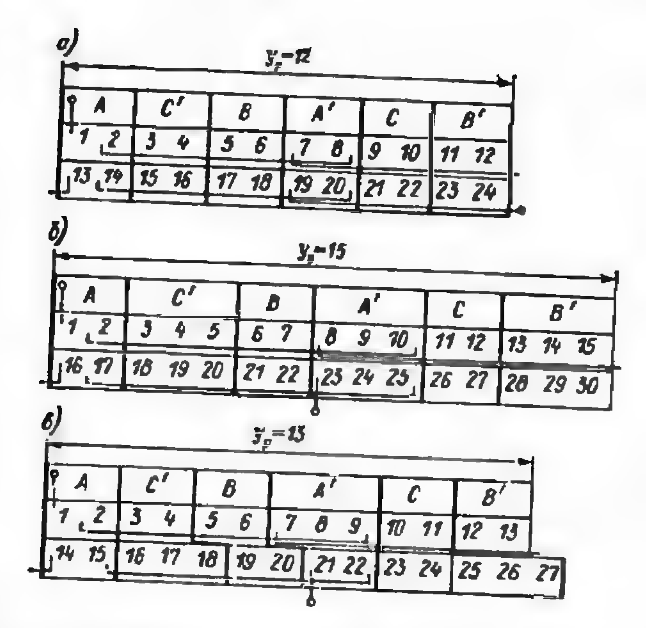


Рис. 3-11. Табличные схемы двухслойных обмоток при $q = 2$, $q = 2^1/_2$, $q = 2^1/_4$

казана в качестве примера табличная схема обмотки двухслойной для $q = 2$, $q = 2^1/_2$ и $q = 2^1/_4$.

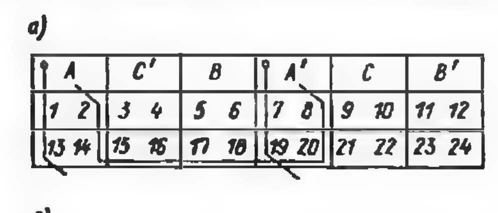
В первом случае $6q = 12$ и результирующий шаг, естественно, также равен 12; во втором случае $6(bd + c) = 30$ и результирующий шаг равен 15; в третьем случае $6(bd + c) = 54$, а результирующий шаг может быть принят равным 13 или 14 ($e = \pm 2$). Схему обмотки можно изобразить в виде прямоугольной таблицы шириной y_r клеток, всего содержащей z_0 клеток, при этом $z_0 = 3(bd + c)$. Клетки нумеруются подряд, как показано на рис. 3-11, слева направо и сверху вниз. Составив катушечные ряды для всех трех случаев: 2222 . . . — для первого, 2323 . . . — для второго и 22232223 . . . — для третьего, разметим фазные зоны в каждой из таблиц рис. 3-11 в соответствии с ее катушечным рядом. На рис. 3-11 видно, что фазные зоны всех трех фаз при целом q одинаковы и симметричны, при $q = 2^1/_2$ фазные зоны A и A' неодинаковы, но равномерны по ширине, а при $q = 2^1/_4$ изменяется ширина фазных зон и линии, разделяющие их в поле таблицы, становятся ступенчатыми. Для построения схемы нам необходимо соединить катушки обмотки перемычками; естественно, что последовательно соединяются катушки, принадлежащие одной фазе и одной параллельной ветви.

Перемычки, соединяющие последовательно катушки одной фазы, показаны на рис. 3-11 горизонтальными линиями, концы их на-

ходятся в тех пазах, где лежат верхние стороны соединяемых катушек.

В волновых обмотках междуполюсные перемычки заменяются отогнутыми лобовыми частями катушек: таким образом естественно соединяются все катушки, лежащие под полюсами одной полярности, образуя прямой ход волновой обмотки, и все катушки, лежащие под полюсами другой полярности, образуя обратный ход обмотки. Если число пазов на полюс и фазу целое, то число прямых и обратных ходов одинаково и в обмотке не будет более одной перемычки на фазу, соединяющей систему прямых и обратных ходов, так как все остальные соединения можно осуществить с помощью косых хомутиков. То же самое будет и в обмотке при числе q вида $q = b + {}^1/_2$. Это показано на рис. 3-12. Единственная перемычка на фазу A между системами прямых и обратных ходов на рис. 3-12, *а* проходит между 14-м и 20-м пазами. Ее длина равна полюсному делению. Мы не будем далее останавливаться на способах графического изображения схем обмоток статоров и роторов, так как для наиболее сложных случаев волновых обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу эти вопросы достаточно подробно освещены в литературе [29, 30] и, кроме того, имеются уже алгоритмы и программы для ЭВМ, позволяющие полностью автоматизировать как составление схемы обмотки, так и ее вычерчивание. Мы остановимся здесь на обосновании выбора главных параметров обмотки, от которых зависит надежность работы машины: числа пазов на полюс и фазу и катушечного ряда.

Как указывалось в § 3-3, при целом числе пазов на полюс и фазу амплитуда гармоник порядка зубчатости $\nu = 2mq \pm 1$ обратно пропорциональна порядку, т. е. числу q. Для тихоходных машин с большим числом пар полюсов приходится применять относительно малые q, так что гармоники зубчатости будут достаточно велики. К тому же значение их в кривой поля обмотки ста-



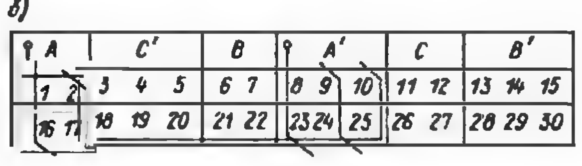


Рис. 3-12. Табличные схемы двухслойной волновой обмотки с $q = 2$ и $q = 2^1/_2$

тора будет усиливаться из-за пульсаций магнитной проводимости, вызванной открытием пазов. Кроме того, при относительно низких q и большом числе полюсов применение только целых чисел пазов на полюс и фазу ограничивает выбор возможных чисел пазов машины, т. е. возможности унификации посредством одинаковых размеров штампов листов сердечников для разных машин серии.

Поэтому часто применяются дробные числа пазов на полюс и фазу, при которых в поле обмотки возникают дробные гармонические порядка $(d \pm 2k)/d$.

Амплитуда гармоники НС такого порядка может быть подсчитана по общей формуле (3-20), однако обмоточный коэффициент не будет определяться выражениями (3-17) — (3-19). Объясняется это тем, что амплитуда НС для гармоник порядка ниже основной и некратного порядку основной гармоники будет существенно зависеть от вида катушечного ряда и соединения отдельных катушек в фазе. Проще всего подсчитать обмоточные коэффициенты по таблице обмотки.

Угол между векторами НС, образованными катушками, лежащими в соседних пазах, составляет

$$\alpha = \frac{2p\pi}{z}\,\frac{\nu'}{p} = \frac{2\nu'\pi}{z},$$

а угол между катушками, расположенными в вертикальных столбцах таблицы друг под другом, т. е. отстоящим на один результирующий шаг,

$$\beta = y_р\alpha.$$

Сложив алгебраически проекции векторов амплитуд гармоник НС, образованных каждой катушкой, на оси x и y, а затем определив результирующий вектор этой гармоники НС и отнеся его к числу катушек данной фазы, мы получим результирующий обмоточный коэффициент для данной гармоники порядка ν'. Подставив его в формулу (3-20), получим амплитуду гармоники порядка ν'.

3-5. Обмотки с переключением числа пар полюсов

В ряде случаев появляется необходимость в работе асинхронной машины при различных частотах вращения. Это бывает при регулировании приводов с целью повышения экономичности работы приводимого механизма, например насоса или компрессора, не с помощью задвижки, а с помощью изменения частоты вращения, что повышает КПД. Такая необходимость встречается при обеспечении термической стойкости асинхронного двигателя при тяжелом пуске, а также и в других случаях.

Изменение частоты вращения может быть достигнуто различным образом. За последние годы появились достаточно надежные и простые статические тиристорные преобразователи частоты и напряжения, позволяющие регулировать частоту вращения в достаточно широких пределах, и это направление, по-видимому, является основным в развитии схем регулируемого электропривода, так как позволяет относительно легко обеспечить оптимальное регулирование. Однако в ряде случаев не требуется широкого диапазона регулирования частоты и плавности ее изменения; кроме того, двухступенчатый разгон двигателей, предназначенных затем для работы при постоянной частоте вращения или при ступенчатом изменении ее, не требует плавного преобразования частоты, в связи с чем сохраняет актуальность конструкция асинхронной машины, предназначенной для работы на нескольких фиксированных частотах вращения, соответствующих нескольким фиксированным числам пар полюсов обмоток статора и ротора. Для ее реализации достаточно двух или более независимых обмоток или одной обмотки, переключаемой на несколько чисел пар полюсов.

В первом случае каждая из обмоток в принципе может быть спроектирована так, чтобы ее параметры: шаг, число пазов на полюс и фазу, число параллельных ветвей и т. п.— были оптимальны для каждого выбранного числа пар полюсов. Трудность в этом случае может составить только выбор числа пазов статора и ротора, так как на двух или более частотах вращения требуется избежать паразитных моментов. Этот вопрос полнее изложен в § 5-3. Кроме того, число пазов для каждого из возможных чисел пар полюсов не должно давать несимметрии обмотки: q должно быть либо целым, либо дробным, но со знаменателем дробной части, некратным m. Если мы хотим выполнить каждую обмотку по типу двухслойной, то необходимо, чтобы число пазов на полюс и фазу при целом q и $bd + c$ при дробном q для каждого из возможных чисел пар полюсов делилось без остатка на число обмоток. В случае двухслойной обмотки или однослойной, но с двухслойными лобовыми частями мы не можем независимо выбирать и шаг катушки.

Составление схемы обмотки в данном случае ничем не отличается от составления схемы для отдельной обмотки с соответствующим числом пазов.

Взаимная индуктивность между обмотками с различным числом пар полюсов по основной гармонике поля отсутствует, так как ЭДС, наведенная полем одной обмотки в другой обмотке, занимающей все полюсы машины, будет равна нулю. Взаимная индуктивность за счет потока рассеяния лобовой части также будет равна нулю, а в пазовой части — равна нулю в том случае, когда обмотки лежат в разных пазах и сердечник не насыщен. Взаимная индуктивность за счет высших гармоник поля в зазоре в принципе может существовать при кратном числе пар полюсов, но если это кратные

четные числа, например 1; 2; 4 и т. д., то она также равна нулю. Кроме того, при некратном числе пар полюсов (например, 5 : 7 или 11 : 13) взаимная индуктивность может существовать за счет гармоник, период которых целое число раз укладывается в двух полюсных делениях при другом числе полюсов. Например, 7-я гармоника поля при $p = 5$ может взаимодействовать с обмоткой, в которой $p = 7$, так как ее период равен периоду 5-й гармоники при $p = 7$. Наконец, если две обмотки имеют дробное число пазов на полюс и фазу, то в принципе возможна взаимная индуктивность за счет дробных гармоник, что не имеет места, если одна из обмоток выполнена с целым числом пазов на полюс и фазу.

Хотя для конструктора зачастую проще и удобнее спроектировать надежную машину с несколькими обмотками, нежели осуществлять переключения в одной и той же обмотке, экономически выполнение независимых обмоток тем менее выгодно, чем их больше: ведь каждая обмотка используется только в одном режиме, но занимает свое место в пазах.

За последние годы накоплен большой опыт в проектировании обмоток, которые можно переключать на различные числа пар полюсов и обеспечить тем самым различные частоты вращения, как путем изменения направления тока в каждой из фаз, так и путем включения части катушек одной фазы в другую фазу при изменении числа пар полюсов. Появилось достаточное число новых, зачастую весьма остроумных схем переключения, обеспечивающих нужное отношение индукций, токов и моментов вращения при каждом числе пар полюсов. Описание их можно найти в специальной литературе по данному вопросу. Мы не будем подробно останавливаться на этих схемах, поясним лишь основные принципы формирования таких обмоток, разработанные ранее [26]. На рис. 3-13 показано распределение фазных зон в обмотке с переключением числа пар полюсов в отношении 1 : 2. Здесь каждая фазная зона обмотки на меньшее число пар полюсов размером π/m становится фазной зоной в той же фазе обмотки с удвоенным числом пар полюсов, но размером $2\pi/m$. Направление тока в ней при этом меняется на обратное. Кривые НС для момента времени, когда ток в фазе A достигает максимума, показаны непосредственно под изображением распределения фазных зон в верхнем слое обмотки для двух этих случаев на рис. 3-13, *а* и *б*. Чтобы реализовать переключение, все катушки фазных зон каждой фазы, расположенные под полюсами одной полярности, соединяются последовательно в одну группу, под полюсами другой полярности — в другую группу. При первом (меньшем) числе пар полюсов эти группы соединяются последовательно, при втором — параллельно; кроме того, при втором соединении фазы B и C меняются местами (схемы включения групп показаны в правой части рисунка). Можно реализовать соединение фаз при одном из двух чисел пар полюсов не только в звезду, но и в треугольник, если это необходимо по тех-

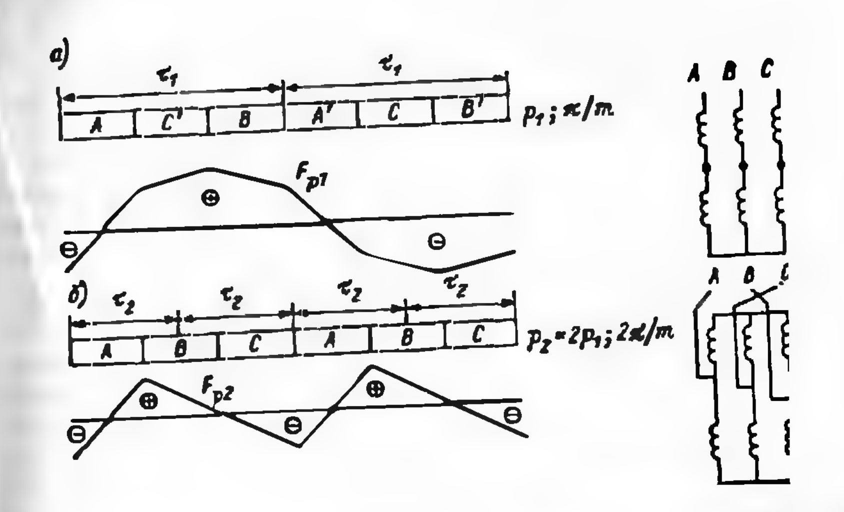


Рис. 3-13. Обмотка с переключением числа пар полюсов в отношении 1 : 2

ническим требованиям. Для каждой схемы обмотки делается свой электромагнитный расчет и определяются рабочие и пусковые характеристики (см. главы 4, 5 и 6).

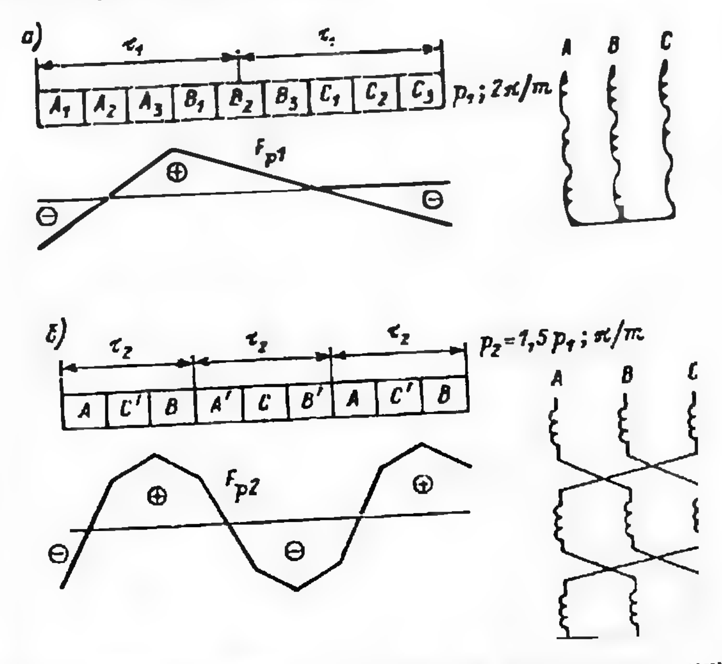


Рис. 3-14. Обмотка с переключением числа пар полюсов в отношении 4 : 6

Другим примером может служить схема переключения обмотки на полуторакратное число пар полюсов (4 : 6 или 8 : 12 и т. п.), показанная на рис. 3-14. Здесь каждая фазная зона размером $2\pi/m$ обмотки на меньшее число пар полюсов делится на три группы, которые включаются последовательно (рис. 3-14, *а*). При переходе к большему числу пар полюсов только первая из этих групп остается в данной фазе, остальные включаются в другие фазы, как показано на рис. 3-14, *б*. Кривые НС обмотки при каждом числе пар полюсов также показаны на этом рисунке.

При выборе шага и ширины фазной зоны обмотки, рассчитанной на переключение полюсов, необходимо учитывать изменение индукции в зазоре и других участках магнитной цепи, изменение намагничивающего, рабочего и пускового тока и т. п. Если на каждом числе пар полюсов машина должна работать длительно, то разумно предусмотреть наилучшие показатели для частоты вращения, на которой потребляется наибольшая энергия. Это не всегда та частота, на которой потребляется наибольшая мощность. Если же большее число пар полюсов предназначено только для облегчения пуска, то, несомненно, нужно обеспечить наилучшие показатели машины на наибольшей — рабочей — частоте вращения.

Глава четвертая

РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ И ПАРАМЕТРОВ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ

4-1. Ток холостого хода

Асинхронная машина возбуждается со стороны статора, т. е. ток возбуждения потребляется из сети, питающей машину. Если параметры эквивалентной схемы замещения (см. главу 2) не зависят от тока нагрузки, т. е. если с ростом тока нагрузки и скольжения не происходит изменения состояния магнитной цепи, то реактивная составляющая тока холостого хода и является током возбуждения машины, а его активная составляющая пропорциональна мощности, теряемой в сердечнике статора, и механическим потерям. Обычно это предположение близко к действительности, однако создает погрешность расчета, которую приходится учитывать. Для упрощения расчетов вполне обоснованно отказываются от учета изменения магнитного потока при переходе от одного участка магнитной цепи к другому и на протяжении участка, если на нем имеет место рассеяние. Так, на самом деле наибольший поток протекает по ярму статора: он соответствует полному

напряжению сети за вычетом падения напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния лобовых частей обмотки. В зубцовой зоне по мере движения к зазору поток уменьшается и на уровне зазора соответствует напряжению за вычетом падения напряжения на полном сопротивлении рассеяния обмотки статора. В зубцах ротора при холостом ходе также происходит изменение потока, так как часть его, зависящая от насыщения зубцов, ответвляется от зубца поперек паза. Это хорошо видно из формул для магнитной индукции, полученных во второй главе на основе решения уравнений для магнитного поля статора. Это же явление учитывается само собой при численных расчетах магнитного поля в различных режимах [7]. При использовании аналитических методов расчета, основанных на решении дифференциальных уравнений для напряжения и тока в схеме замещения, прибегают к усреднению магнитного состояния и считают, что все участки магнитной цепи пронизываются при холостом ходе одинаковым магнитным потоком, соответствующим рабочей ЭДС E_1:

$$\Phi = \frac{E_1}{k_B f w_1 k_{об1}}. \tag{4-1}$$

ЭДС E принимается постоянной и равной

$$E_1 = U_1/c_1. \tag{4-2}$$

Однако $c_1 = |1 + Z_1/Z_m|$ само зависит от намагничивающего тока, и поэтому при большом насыщении, степень которого выясняется к концу расчета режима холостого хода, приходится повторять расчет с другим значением c_1 и E_1. Обычно, чтобы не ошибиться, в начале расчета магнитной цепи крупной машины принимают $c_1 \approx 1{,}03$, т. е. $E_1 \approx 0{,}97\ U_1$, и если результат расчета дает значение c_1, немного отличающееся от первоначально заданного в большую сторону, то его не уточняют, так как небольшая погрешность расчета неизбежна из-за технологических отклонений. Если же отклонение превышает заданное, что обычно случается, когда насыщение велико, то расчет повторяют с уточненным значением c_1. Входящие в формулу (4-1) величины: f_1 — номинальная частота сети; w_1 — число витков на фазу обмотки статора,

$$w_1 = \frac{z_1 S_п}{2 m_1 a} \tag{4-3}$$

$k_{об1}$ — обмоточный коэффициент обмотки статора, в общем виде равный

$$k_{об1} = k_р k_у k_с$$

(формулы для расчета $k_р$, $k_у$ и $k_с$, а также таблицы их наиболее употребительных значений приведены в главе 3); k_B — коэффициент формы изменения потока во времени. Обычно k_B принимают

равным 1,11, считая изменение потока во времени синусоидальным. Иначе говоря, с помощью формулы (4-1) определяется основная гармоника потока.

Для того чтобы рассчитать НС, необходимую для преодоления магнитного сопротивления на пути потока Φ вдоль магнитной цепи, нужно составить интеграл $\oint H dl = i w_1$. Обмотка статора на каждом полюсном делении может быть эквивалентирована вращающейся однокатушечной обмоткой, число витков которой составляет $w_1/k_{об1}$, а путь интегрирования l проведем по линии, соответствующей максимальной индукции в зазоре, т. е. посередине магнитного полюса, образованного обмоткой. Если предположить, что распределение индукции под полюсом синусоидально, то ее максимальное значение, соответствующее этой точке, будет

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha \tau l_i}, \qquad (4\text{-}4)$$

где α — коэффициент полюсного перекрытия, равный в данном случае $2/\pi$, l_i — расчетная длина магнитной цепи на участке воздушного зазора. Если сердечники статора и ротора не имеют радиальных вентиляционных каналов, то расчетная длина на участке зазора принимается обычно равной длине сердечника статора, если он короче ротора, или ротора, если ротор короче: $l_i = l_{t1}$ или $l_i = l_{t2}$. При зазоре, меньшем 1,5 мм, расчетной длиной считается длина сердечника без радиальных каналов:

$$l_1 = l_{t1} - n_{r1} b_{r1}; \qquad l_2 = l_{t2} - n_{r2} b_{r2}; \qquad l_i = l_1. \qquad (4\text{-}5)$$

При зазоре, большем 1,5 мм, учитывается, что против канала индукция падает не до нуля, как и против открытого паза (рис. 4-1, *а*). Для учета этого можно, во-первых, изменить формулу (4-5):

$$l_i = l_{t1} - k_к n_к b_к \qquad (4\text{-}6)$$

(где $k_к$ — коэффициент, зависящий от отношения ширины канала к зазору, значение которого приведено на рис. 4-1, *б*) или учесть влияние каналов так, как учитывается открытие пазов статора и ротора, полагая $k_к = 1$. НС, требуемая для проведения потока через воздушный зазор, составит

$$F_\delta = B_\delta \delta / \mu_0, \qquad (4\text{-}7)$$

если зазор между гладкими поверхностями статора и ротора равен δ. Открытие пазов уменьшает результирующую индукцию, так как против пазов индукция в зазоре падает. Это явление учитывается специальным коэффициентом, обычно называемым коэффициентом Картера, k_C. Точное значение коэффициента Картера может быть получено с помощью аналитического или численного расчета поля в зазоре [1, 3] и, строго говоря, зависит от отношения открытия пазов статора и ротора к зазору, а также от отноше-

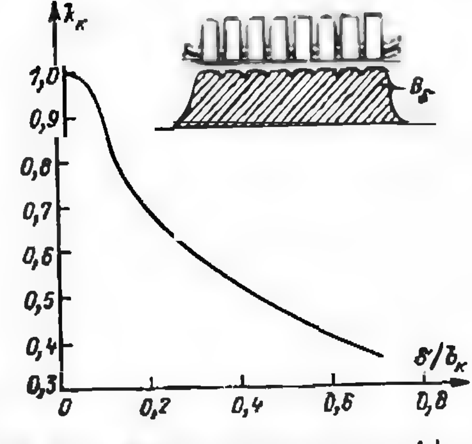


Рис. 4-1. Провалы в кривой индукции из-за радиальных вентиляционных каналов и зависимость $k_к(\delta)$ для учета влияния каналов

ния к зазору зубцового деления. Обычно удается с достаточной точностью считать коэффициент Картера состоящим из независимых слагаемых или сомножителей, каждый из которых является функцией параметров только статора или только ротора.

Влияние зубчатости учитывается умножением зазора на коэффициент Картера:

$$F_\delta = \frac{\delta B_\delta}{\mu_0} k_C \qquad (4\text{-}8)$$

где

$$k_C = k_1 k_2, \qquad (4\text{-}9)$$

если наличие каналов учитывается при определении расчетной длины по формуле (4-6), и

$$k_C = k_1 k_2 k_3 \qquad (4\text{-}10)$$

если наличие каналов учитывается по формуле (4-5).

Т. Г. Сорокер [27] предложил наиболее точные формулы для определения k_1 и k_2:

$$k_1 = \frac{t_1 + \dfrac{5\delta t_1}{b_{п1}}}{t_1 - b_{п1} + \dfrac{5\delta t_1}{b_{п1}}};$$

$$k_2 = \frac{t_2 + \dfrac{5\delta t_2}{b_{п2}}}{t_2 - b_{п2} + \dfrac{5\delta t_2}{b_{п2}}}. \qquad (4\text{-}11)$$

Так как при открытых пазах $t_{1,2} \approx 2b_{п1,2}$, то часто в практике применяются более простые формулы

$$k_1 = \frac{t_1 + 10\delta}{t_1 - b_{п1} + 10\delta}; \qquad k_2 = \frac{t_2 + 10\delta}{t_2 - b_{п2} + 10\delta}. \qquad (4\text{-}12)$$

Численные расчеты поля с учетом насыщения [7] показывают, что k_C практически не зависит от насыщения стали. Коэффициент k_3, учитывающий влияние каналов, если за расчетную длину принимается чистая длина сердечника $l_t - n_r b_r$, по смыслу должен быть меньше единицы, так как каналы увеличивают расчетную длину. Поэтому в [27] предлагается три вида формулы для учета влияния каналов. Если каналы на одном из сердечников (статора или ротора), то

$$k_3 = \frac{l_n + 3\delta l_n/b_r}{l_n + 3\delta(1 + l_n/b_r)}. \tag{4-13}$$

где l_n — длина пакета без канала.

Если каналы на обоих сердечниках и совпадают, то

$$k_3 = \frac{l_n + 1{,}5\delta l_n/b_r}{l_n + 1{,}5\delta(1 + l_n/b_r)}. \tag{4-14}$$

Если каналы на обоих сердечниках, но не совпадают (так делают специально для улучшения теплоотдачи), то

$$k_3 = \frac{l_n + 3\delta l_n/b_r}{l_n - b_r + 3\delta(1 + l_n/b_r)}. \tag{4-15}$$

Выражения для расчета намагничивающих сил других участков магнитной цепи (зубцовой зоны статора и ротора, спинок сердечников) имеют вид

$$F = H(B)\,L, \tag{4-16}$$

где $H(B)$ — удельная намагничивающая сила, напряженность магнитного поля; L — длина магнитной силовой линии в пределах данного участка. Вообще говоря, правильно было бы записать выражение (4-16) в виде

$$F = \int_L H(B)\,dl, \tag{4-17}$$

где $H(B)$ определяется по кривой намагничивания стали и изменяется на пути интегрирования, так как меняется и сама индукция $B(l)$. При численном расчете магнитного поля в поперечном сечении магнитной цепи намагничивающая сила определяется именно таким образом и точность ее определения зависит от точности расчета индукции в каждом сечении.

Однако и при упрощенном расчете имеется возможность достаточно точно рассчитать среднюю напряженность магнитной цепи по некоторой средней индукции для определенного расчетного сечения. Таким сечением для зубцовой зоны, например, является сечение, расположенное на расстоянии $^1/_3$ высоты зубца: при этом напряженность магнитного поля, определенная по кривой $H(B)$ для значения индукции в этом сечении, оказывается довольно близкой к средней напряженности магнитного поля на всей высоте зубца. Индукция в зубцах определяется по формуле

$$B_z = \frac{\Phi}{\alpha Q_z}, \tag{4-18}$$

где α — коэффициент полюсного перекрытия и Q_z — площадь магнитной цепи в расчетном сечении.

Существуют два практически одинаково точных метода расчета напряженности магнитного поля. По первому методу принимается $\alpha = 2/\pi$ и в формуле (4-1) $k_B = 1{,}11$. Так как максимальная индукция на оси полюса зависит от насыщения (потому что форма кривой индукции в зубцовом слое отличается от синусоиды: кривая уплощается), то напряженность магнитного поля определяется по этой реальной уплощенной кривой. Анализ распределения магнитного поля в зубцовой зоне показывает, что реальная уплощенная эпюра индукции пересекается с синусоидой, являющейся основной гармоникой поля, в точке, отстоящей от оси симметрии кривой на 30—36°, т. е. при значении индукции, равном (0,87—0,8) B_z. В [27] построены таблицы и кривые зависимости $H(B)$ для зубцового слоя, при их построении использовалась формула

$$H_{расч} = 1{,}22H(0{,}82B_z), \tag{4-19}$$

а в принятой на заводах методике расчета используется несколько иная зависимость, также довольно точно совпадающая с опытом.

При втором методе приближенного расчета НС напряженность поля в зубцовом слое определяется по основной кривой намагничивания без учета ее уплощения, но при определении максимальной индукции по формуле (4-18) учитывается зависимость α и k_B от насыщения зубцов. Поэтому в начале расчета задаются коэффициентом насыщения

$$k_{нz} = \frac{F_{z1} + F_{z2} + F_\delta}{F_\delta} \tag{4-20}$$

и по формулам

$$\alpha = 0{,}64 + 0{,}14\sqrt{k_{нz} - 1}; \qquad k_B = 1{,}1 - 0{,}045(k_{нz} - 1) \tag{4-21}$$

определяют значения α и k_B. После этого по основной кривой намагничивания находят напряженность магнитного поля H и полную НС зубцового слоя статора и ротора, а затем проверяют правильность предварительно заданного коэффициента насыщения. При использовании ЭВМ для электромагнитных расчетов этот способ не приводит к существенным трудностям.

Отметим, что при достаточно резком изменении индукции B_z и напряженности H по высоте зубца можно для повышения точности провести расчет в нескольких сечениях и вычислить среднее значение H по интерполяционной формуле того или иного типа.

При расчете индукций в различных участках магнитной цепи и НС, затрачиваемых на создание магнитного поля в этих участках, можно воспользоваться приводимыми далее формулами и данными табл. 4-1, поясняемыми рис. 4-2, где показаны различные формы

Таблица 4-1. **Кривые намагничивания**

Индукция, Тл	Напряженность поля, кА/м, для различных марок стали			
	1211, 1212, 1213	1411, 1412, 1413	1511, 1512, 1513	Роторная сталь, поковка
	По основной кривой			
0,5	0,17	0,1	0,09	1,0
0,7	0,26	0,2	0,145	1,21
1,0	0,502	0,414	0,302	1,81
1,1	0,642	0,538	0,395	2,01
1,2	0,843	0,73	0,538	2,21
1,3	1,14	1,08	0,771	2,43
1,4	1,58	1,94	1,28	2,9
1,5	2,5	3,85	2,72	3,8
1,6	4,37	6,7	5,2	5,6
1,7	7,78	13,0	8,95	9,0
1,8	12,8	23,0	14,7	14,9
1,9	19,7	34,0	24,4	35,8
2,0	31,0	70,0	55,5	106,0
2,1	65,6	148,0	132,0	—
2,2	144,0	228,0	212,0	—

Продолжение табл. 4-1

Индукция, Тл	Напряженность поля, кА/м, для различных марок стали					
	1211, 1212, 1213	1411, 1412, 1413	1511, 1512, 1513	1211, 1212, 1213	1411, 1412, 1413	1511, 1512, 1513
	Для зубцов			Для ярма		
0,5	0,17	0,11	0,10	0,108	0,095	0,085
0,7	0,245	0,171	0,145	0,159	0,027	0,120
1,0	0,422	0,346	0,303	0,274	0,216	0,248
1,1	0,521	0,429	0,387	0,332	0,146	0,298
1,2	0,64	0,53	0,50	0,41	0,20	0,36
1,3	0,8	0,666	0,631	0,51	0,272	0,49
1,4	1,0	0,885	0,877	0,656	0,410	0,76
1,5	1,32	1,25	1,13	0,905	0,82	1,2
1,6	1,73	1,96	1,78	1,37	1,56	1,94
1,7	2,5	3,75	2,80	2,18	2,8	3,0
1,8	3,95	6,11	4,68	—	4,5	5,3
1,9	6,47	10,3	7,27	—	7,6	—
2,0	10,5	18,4	10,2	—	16	—
2,1	16	28,9	14,3	—	35,7	—
2,2	23	41	22,6	—	61	—

пазов. При расчете эффективной длины сердечника статора l_{el1} или ротора l_{el2}, фигурирующей во всех формулах, эта величина принимается равной

$$l_{el} = (l_t - n_r b_r)\, k_{el}$$

где $k_{el} = 0{,}93$ при толщине листов 0,5 мм; 0,91 — при толщине 0,35 мм и 1 при массивном роторе. Общие размеры магнитной цепи в поперечном сечении поясняются рис. 4-3. Необходимо отметить, что высота спинки сердечника статора или ротора определяется с учетом пазов для крепления листов к корпусу при шихтовке. Если сердечник статора изготовляется из цельных круглых вырубок, запрессовываемых в корпус, то небольшие углубления в спинке, служащие для посадки сердечника на ребра или для ориентации листов при шихтовке (шихтовочные знаки), могут не учитываться при определении высоты спинки. То же самое справедливо при посадке сердечника ротора, изготовленного из цельных вырубок, на вал даже при наличии шпонки. Однако, если сердечник собирается из отдельных листов, имеющих пазы для клиньев в виде ласточкина хвоста или полукруглые пазы для шпилек, углубленные в листы, то высота этих пазов должна учитываться при определении расчетной высоты спинки. Обычно при наличии пазов в виде ласточкина хвоста стандартных размеров расчетная высота спинки h при расчете магнитной индукции уменьшается на 5 мм, а при наличии пазов для шпилек — на $^2/_3$ глубины паза. При расчете сечения спинки для определения ее массы в соответствующую формулу подставляется полная высота спинки. Удельные НС — напряженности поля для различных сортов стали, приведенные в табл. 4-1, даны только для нескольких точек кривой намагничивания. Между этими точками обычно производится интерполяция с помощью сплайнов второго или третьего порядка.

Формулы для расчета размеров участков магнитной цепи в соответствии с обозначениями рис. 4-2 и 4-3. 1. Ярмо статора при m_{a1} рядах осевых каналов диаметром d_{a1}. Ширина

$$h_{a1} = 0.5\,(D_{a1} - D_i) - h_{z1} - 2m_{a1}d_{a1}/3 - h'$$

Площадь

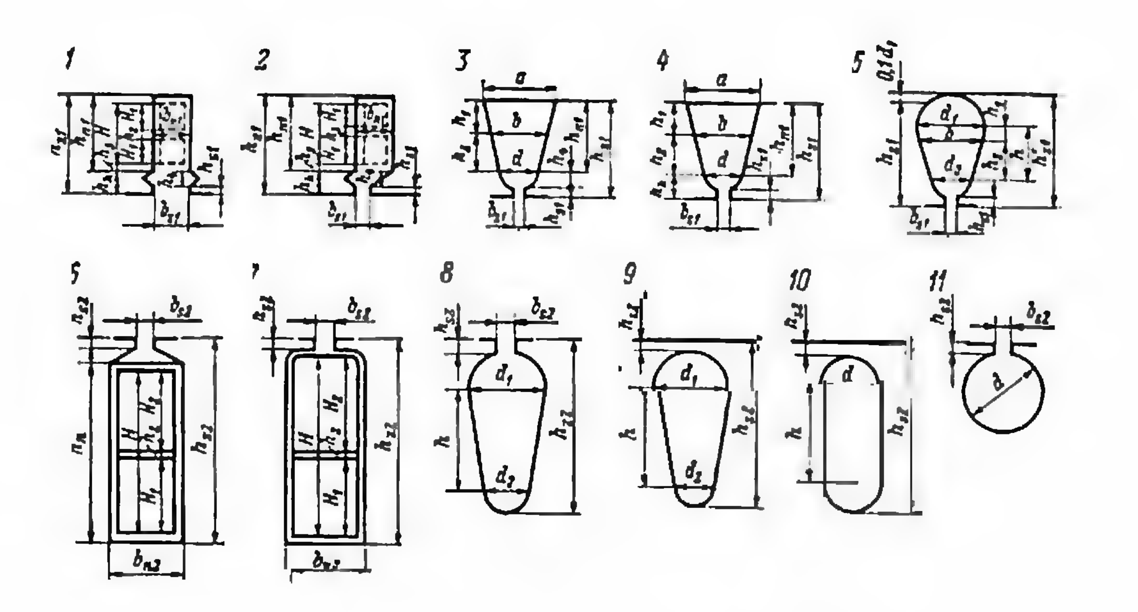
$$Q_{a1} = h_a l_{a1}$$

Длина магнитной силовой линии

$$L_{a1} = \pi\,(D_{a1} - h_{a1})/(2p)$$

Масса

$$G_{a1} = 7800\,Q_{a1}L_{a1}\cdot 2p$$



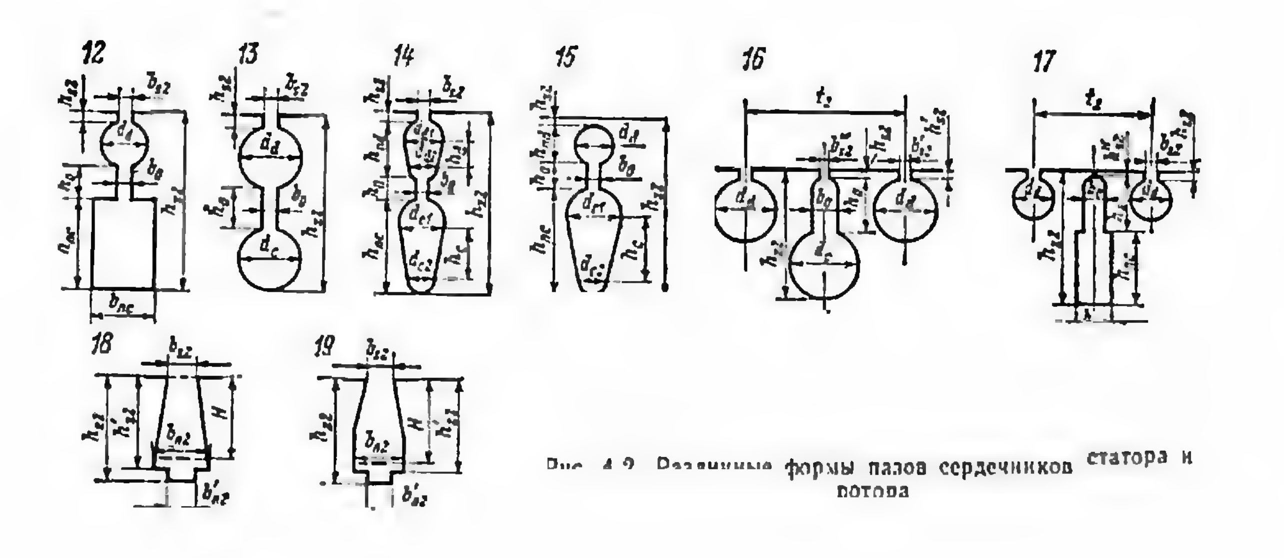


Рис. 4.2. Различные формы пазов сердечников статора и ротора

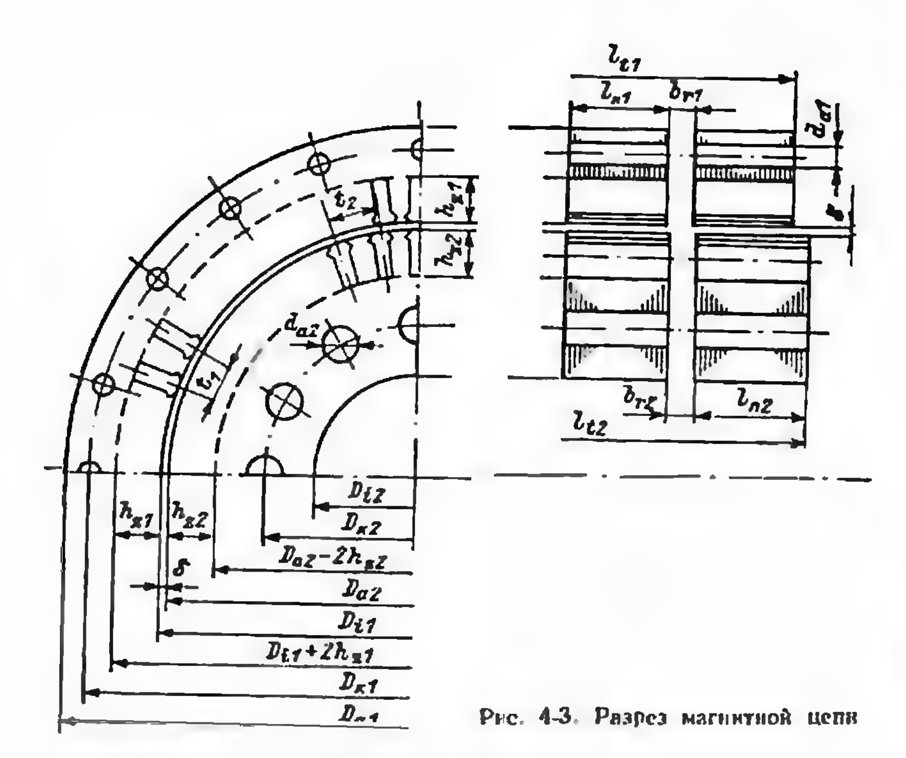


Рис. 4-3. Разрез магнитной цепи

2. Зубцы статора. Ширина по сечению на 1/3 высоты зубца

$$b_{z1расч} = b_{z1\,1/3};$$
$$b_{z1\,1/3} = t_{z1\,1/3} - b_{п1};$$
$$t_{z1\,1/3} = \pi (D_i + 2h_{z1}/3)/z_1;$$

по двум сечениям (см. рис. 4-2):

$$b_{z1расч} = 0{,}5\,(b'_{z1} + b''_{z1});$$

поз. *1* и *2*

$$b'_{z1} = t'_1 - b_{п1}; \qquad t'_1 = \pi D_i/z_1;$$
$$b''_{z1} = t''_1 - b_{п1}; \qquad t''_1 = \pi (D_i + 2h_{z1})/z_1;$$

поз. *3* и *4*

$$b'_{z1} = t'_1 - d; \qquad t'_1 = \pi (D_i + d + 2h_{ш1})/z_1;$$
$$b''_{z1} = t''_1 - b; \qquad t''_1 = \pi (D_i + 2h_{z1})/z_1;$$

поз. *5*

$$b'_{z1} = t'_1 - d_2; \qquad t'_1 = \pi (D_i + d_2 + 2h_ш)/z_1;$$
$$b''_{z1} = t''_1 - d_1; \qquad t''_1 = \pi (D_i + 2h_{z1} - d_1)/z_1.$$

Площадь

$$Q_{z1} = b_{z1\,расч} z_1 l_{ст1}/(2p).$$

Длина силовой линии

$$L_{z1} = 2h_{z1}$$

Масса

$$G_{z1} = 7800 Q_{z1} L_{z1} p.$$

3. Зубцы ротора. Ширина по сечению на 1/3 высоты зубца, поз. *6* и *7* рис. 4-2:

$$b_{z2\,расч} = b_{z2\,1/3};$$
$$b_{z2\,1/3} = t_{2\,1/3} - b_{п2};$$
$$t_{2\,1/3} = \pi (D_{a2} - 4h_{z2}/3)/z_2;$$

поз. *11*

$$b_{z2\,1/3} = t_{2\,1/3} - 0{,}94\ d; \qquad t_{2\,1/3} = \pi (D_{a2} - 2d/3 - 2h_{ш2});$$

по двум сечениям (см. рис. 4-2):

$$b_{z2\,расч} = (b'_{z2} + b''_{z2})/2;$$

поз. *8*, *9* и *10*

$$b'_{z2} = t'_2 - d_1; \qquad t'_2 = \pi (D_{a2} - d_1 - h_{ш2});$$
$$b''_{z2} = t''_2 - d_2; \qquad t''_2 = \pi (D_{a2} - 2h_{z2} + d_2);$$

поз. *18*

$$b'_{z2} = t_{2\,1/3} - b_{п2} + (b_{п2} - b_{ш2})/3; \qquad t'_{2\,1/3} = \pi (D_{a2} - 4h_{z2}/3);$$
$$b''_{z2} = t''_{2\,1/3} - b_{п2}; \qquad t''_{2\,1/3} = \pi [D_{a2} - 2h_{z2} + 2(h_{z2} - h'_{z2})/3];$$

поз. *19*

$$b'_{z2} = t'_{2\,1/3} - b_{п2};$$

остальное, как для поз. *18*;

для верхней клетки при круглом пазе (поз. *12*, *13*, *15*, *17*) b'_{z2} — как $b_{z2\,1/3}$ для поз. *11*; при овальном пазе (поз. *14*) — как для поз. *8*; при шахматном расположении пазов (поз. *16* и *17*)

$$b'_{z2} = t_{2\,1/3} - 0{,}94 d_d - b_0;$$

для нижней клетки поз. *12* и *17* (одно сечение)

$$b''_{z2} = t''_{2\,1/3} - b_{п\,с}; \quad t''_{2\,1/3} = \pi (D_{a2} - 2h_{z2} + 2h_{п\,с}/3)/z_2;$$

поз. *13* и *16*

$$b''_{z2} = t''_2 - 0{,}94\ d_c; \qquad t''_2 = \pi (D_{a2} - 2h_{z2} + 4d_c/3)/z_2;$$

поз. 14 и 15 (два сечения)

$$b_{z2\,расч} = 0{,}5\,(b'_{z2} + b''_{z2});$$

$$b'_{z2} = t'_2 - d_{c1}; \quad t'_2 = \pi\,(D_{a2} - 2h_{s2} - 2h_{nd} - 2h_0 - d_{c1})/z_2;$$

$$b''_{z2} = t''_2 - d_{c2}; \quad t''_2 = \pi\,(D_{a2} - 2h_{s2} - 2h_{nd} - 2h_0 - 2h_{ns} + d_{c2})/z_2.$$

Площадь

$$Q_{z2} = z_2 l_{e/2} b_{z2\,расч}/(2p).$$

Длина силовой линии

$$L_{z2} = 2h_{z2}.$$

Масса

$$G_{z2} = 7800 Q_{z2} L_{z2} p.$$

4. Ярмо ротора. Ширина h_{a2} при m_{a2} рядах аксиальных каналов диаметром d_{a2}:

$$2p > 2, \; h_{a2} = 0{,}5\,(D_{a2} - D_{i2}) - h_{z2} - 2m_{a2} d_{a2}/3;$$

при посадке сердечника ротора непосредственно на вал вместо D_{i2} берется $^5/_6\,D_{i2}$;

$2p = 2$: зона отверстий, расположенных на диаметре $D'_{к2}$,

$$h'_{a2} = 0{,}5 D_{a2} - h_{z2} - m_{a2} d_{a2};$$

зона без отверстий

$$h''_{a2} = 0{,}25\,(\pi D'_{к2} - m_{a2} d_{a2}).$$

Площадь:

$$2p > 2, \quad Q_{a2} = h_{a2} l_{e/2};$$

$$2p = 2, \quad Q_{a2} = (h'_{a2} + h''_{a2})\, l_{e/2}.$$

Длина силовой линии

$$2p > 2, \quad L_{a2} = \pi\,(D_{i2} + h_{a2})/(2p);$$

$$2p = 2, \quad L'_{a2} = 2h'_{a2}; \quad L''_{a2} = 2d_{a2}.$$

Масса $\quad G_{a2} = 7800 Q_{a2} L_{a2} 2p.$

При построении характеристики холостого хода для каждого из расчетных значений напряжения на зажимах определяется магнитный поток, затем индукция и НС всех участков магнитной цепи на пару полюсов (табл. 4-1), после чего все НС складываются и определяется их сумма

$$F = F_\delta + F_{z1} + F_{z2} + F_{a1} + F_{a2}. \tag{4-22}$$

Определив F, можно найти намагничивающий ток статора

$$I_{0r} = \frac{0{,}37pF}{w_1 k_{об1}}, \tag{4-23}$$

а также индуктивное сопротивление контура намагничивания эквивалентной схемы замещения

$$x_m = E/I_{0r}. \tag{4-24}$$

Обычно

$$I_0 \approx I_{0r}. \tag{4-25}$$

Тогда, определив потери в обмотке статора от тока

$$p_{м10} = 3I_0^2 r_1, \tag{4-26}$$

потери в стали статора $p_{ст}$ и механические потери $p_{мх}$

$$p_{ст} = p_0\,(1{,}8B_{z1}^2 G_{z1} + 1{,}5B_{a1}^2 G_{a1}); \quad p_{мх} = 0{,}042 D_i^3 l n^2, \tag{4-27}$$

можно приближенно найти активную составляющую тока холостого хода

$$I_{0a} = \frac{p_{м10} + p_{ст} + p_{мх}}{3U_1}; \tag{4-28}$$

полный ток холостого хода

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2} \tag{4-29}$$

и полное сопротивление контура намагничивания

$$z_0 = U_1/I_0; \quad x_0 = U_1/I_{0r}. \tag{4-30}$$

4-2. Высшие гармоники в кривой поля

При равномерном зазоре, согласно формулам, из § 2-1, если зазор мал по сравнению с полюсным делением, то поле можно считать однородным и его радиальная составляющая H_y будет приближенно равна F/δ, а тангенциальной составляющей H_x можно пренебречь. Тогда, если рассмотреть поле одной катушки, показанной на рис. 4-4, *а*, и воспользоваться законом полного тока, то напряженность поля составит $H_\delta = F_к/(2\delta)$, а его индукция $B = \mu_0 H_\delta$, где $F_к = 2F$ — НС одной стороны катушки (силовая линия, охватывающая одну сторону катушки, дважды проходит через зазор). При отсутствии насыщения форма кривой НС одной катушки (прямоугольник) и форма кривой индукции одинакова (рис. 4-4, *б*). Обе кривые можно разложить на основную и высшие гармоники, амплитуды которых обратно пропорциональны порядку и прямо пропорциональны своим обмоточным коэффициентам, формулы для которых приведены в главе 3. Каждая гармоника НС поля статора F_ν будет вызывать в ненасыщенной магнитной цепи гармонику индукции B_ν, при этом $B_\nu = \mu_0 F_\nu/\delta$, если, конечно, зазор много меньше полюсного деления для данной гармоники $\tau_\nu = \tau/\nu$. На рис. 4-4, *в* (показана картина поля в зазоре машины при зубчатом сердечнике статора и гладком роторе) эпюра индукции имеет провалы против каждого паза. Если

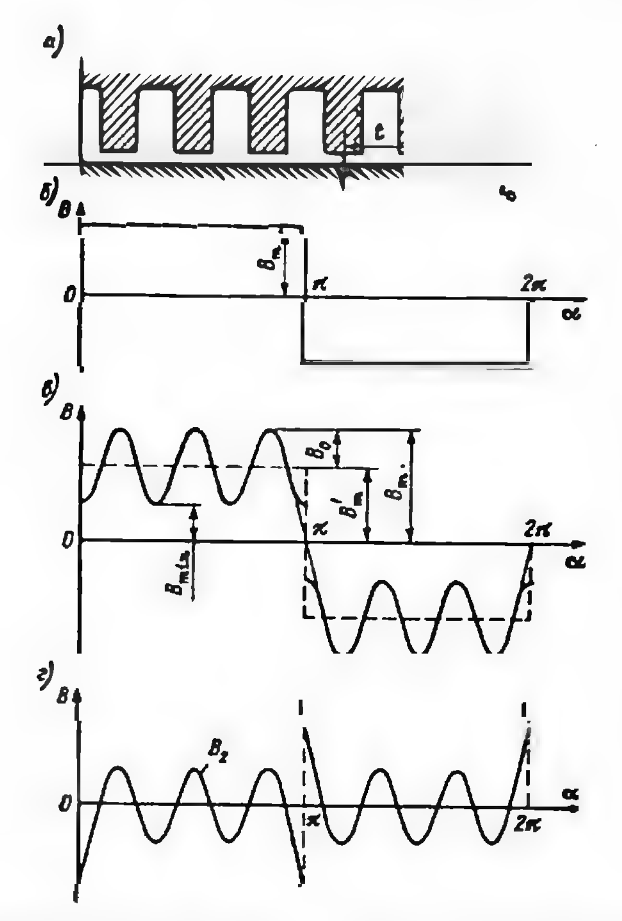


Рис. 4-4. Форма кривой поля в зазоре при зубчатом статоре

выделить из зубчатой кривой поля постоянную составляющую, то она будет меньше, чем индукция при гладком зазоре. Их отношение — это коэффициент Картера $k_C = B_m/B'_m$; $B'_m = \mu_0 F/(\delta k_C)$, который можно определить с помощью графического, аналитического или численного расчета поля [7], выражения, достаточно точно аппроксимирующие коэффициент Картера, приведены в предыдущем параграфе.

Можно представить кривую поля в зазоре (рис. 4-4, в) как результат наложения постоянной составляющей B'_m и зубчатой кривой, показанной на рис. 4-4, г, максимумы которой равны величине B_0, определяемой выражением

$$B_0 = \beta B_m, \tag{4-31}$$

где β — функция отношения ширины открытия паза к зазору b_n/δ (рис. 4-5).

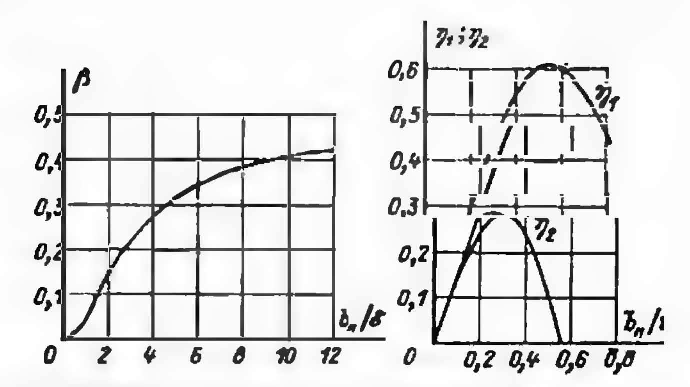


Рис. 4-5. К определению пульсаций магнитной проводимости зазора

Величину $B_\delta/(F\mu_0\delta) = \lambda_\delta$ называют **относительной проводимостью зазора**, ее можно представить в виде алгебраической суммы постоянной части и гармонического ряда

$$\lambda_\delta = \lambda_0 - \sum_{k=1}^{n} \lambda_k \cos(2mq\alpha k). \tag{4-32}$$

Здесь $\alpha = x/\tau$ — текущее значение координаты в долях полюсного деления; m — число фаз; q — число пазов на полюс и фазу; k — любое целое число. Следовательно, проводимость зазора в данной точке окружности статора является алгебраической суммой постоянной части и гармонического ряда, членами которого являются гармоники порядка зубчатости или кратного ему. Для практических целей обычно бывает достаточно первых двух членов ряда (4-32) $\lambda_1 = \beta\eta_1$ и $\lambda_2 = \beta\eta_2$, где η_1 и η_2 показаны на рис. 4-5, б.

Так как НС одной катушки можно представить в виде гармонического ряда

$$F(\alpha) = \frac{4}{\pi} F \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \sin \nu\alpha, \tag{4-33}$$

то и магнитную индукцию $B_\delta = \lambda_\delta F \mu_0/\delta$ также можно записать в виде ряда

$$B_\delta = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{\delta} F \Bigg\{ \lambda_0 \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{\nu} \sin \nu\alpha - 0{,}5 \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{n} \lambda_k \frac{1}{\nu} \sin[(\nu + 2mqk)\alpha] -$$

$$- 0{,}5 \sum_{\nu=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{n} \frac{1}{\nu} \lambda_k \sin[(\nu - 2mqk)\alpha] \Bigg\}, \tag{4-34}$$

в котором легко выделить определенные группы членов. Произве-

дение F_ν и λ_0 при $\nu = 2mkq \pm 1$ создает гармоническую индукции порядка зубчатости, произведение $\lambda_k F_\nu$ тоже создает гармоническую порядка $2mkq \pm 1$ (при этом надо учитывать, что ν может быть и положительным и отрицательным).

Выражение (4-34) можно преобразовать к виду

$$B_\delta = \frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{\delta} F \sum_{\nu=1}^{\infty}\left[\frac{\lambda_0}{\nu} - \sum_{k=1}^{n}\frac{\lambda_k \nu}{\nu^2 - (2mqk)^2}\right]\sin \nu\alpha, \qquad (4\text{-}35)$$

и если вынести за скобки $\frac{\lambda_0}{\nu} = \frac{1}{k_C \nu}$, то оставшаяся в скобках величина будет **коэффициентом увеличения** ν-й гармонической поля за счет зубчатости сердечника

$$\xi_\nu = 1 - k_C \sum_{k=1}^{n}\frac{\lambda_k \nu^2}{\nu^2 - (2mqk)^2}. \qquad (4\text{-}36)$$

Если $\nu = 1$, $q = 1$, $m = 3$ и $k = 1$, то увеличение основной гармоники составит примерно 3 %, а при $q = 3$ будет уже около 0,3 %, так что обычно им пренебрегают. Зато амплитуда гармоники порядка зубчатости статора $\nu_z = 2mqk \pm 1$, для которой формулу (4-36) можно преобразовать, учитывая, что $2mq = (\nu_z \pm 1)/k$, а

$$\frac{\nu_z^2}{\nu_z^2 - (2mqk)^2} = \frac{\nu_z^2}{\nu_z^2 - (\nu_z \mp 1)^2} = \frac{\nu_z^2}{\pm 2\nu_z - 1}, \qquad (4\text{-}37)$$

будет усилена в

$$\xi_{\nu z} = 1 - k_C \frac{\nu_z^2 \lambda_k}{\pm 2\nu_z - 1} \approx 1 \pm \frac{k_C \lambda_k \nu_z}{2}$$

раз.

При обычно встречающихся отношениях размеров паза, зазора и зубца

$$\xi_{\nu z} \approx 1 \pm 0{,}375\nu_z.$$

Изложенное выше базируется на работе А. И. Вольдека [31].

При двухсторонней зубчатости можно приближенно записать выражение для магнитной проводимости зазора в виде произведения

$$\lambda_\delta = \lambda_1 \lambda_2, \qquad (4\text{-}38)$$

где λ_1 определяется по формуле (4-32), а λ_2 по формуле аналогичного вида

$$\lambda_2 = \frac{1}{k_C} - \sum_{k=1}^{n}\lambda_k \cos[2mqk(\alpha - \omega_2 t)], \qquad (4\text{-}39)$$

отличающейся тем, что в выражение для аргумента cos входит слагаемое, зависящее от частоты вращения ротора ω_2. Если бы ротор вращался синхронно со статором и имел бы такое же число пазов и такое же открытие паза, как статор, то задача расчета проводимости свелась бы к предыдущей задаче при уменьшении зазора вдвое. Иное число пазов ротора и его относительное перемещение вызывают в общей кривой проводимости гармонику порядка зубчатости ротора, а также и другие гармоники, в том числе такие, порядок которых определяется разностью чисел пазов статора и ротора. В зазоре асинхронного двигателя при открытых пазах статора и ротора числом z_1 и z_2 и числе пар полюсов p будут существовать наиболее выраженные гармоники индукции и напряженности поля следующего порядка.

1. Основная гармоника порядка p, имеющая p периодов на окружности зазора, образующая вращающее поле с индукцией

$$B_1 = \frac{4}{\pi}\frac{F_1\mu_0}{\delta}\lambda_0 \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} - \omega_1 t\right).$$

2. Гармоники порядка зубчатости статора, возникающие вследствие переменной магнитной проводимости, образующие вращающиеся поля с индукцией

$$B_{z11} + B_{z12} = \frac{4}{\pi}\frac{F_1\mu_0}{\delta}\left\{\lambda_{z11}\cos\left[(2m_1q - 1)\frac{\pi x}{\tau} + \omega_1 t\right] + \lambda_{z12}\cos\left[(2m_1q + 1)\frac{\pi x}{\tau} - \omega_1 t\right]\right\}.$$

3. Гармоники порядка, определяемого числом фазных зон, образующие вращающиеся поля вида

$$B_{2k-1} + B_{2k+1} = \frac{4}{\pi}\frac{F_1\mu_0\lambda_0}{\delta}\left\{\frac{\cos\left[(2k-1)\frac{\pi x}{\tau} + \omega_1 t\right]k_{об,2k-1}}{(2k-1)k_{об1}} + \frac{\cos\left[(2k+1)\frac{\pi x}{\tau} - \omega_1 t\right]k_{об,2k+1}}{(2k+1)k_{об1}}\right\}.$$

4. Гармоники порядка зубчатости статора, возникающие вследствие наличия этих гармоник в кривой НС, образующие вращающиеся поля вида

$$B'_{z11} + B'_{z12} = \frac{4}{\pi}\frac{F_1\mu_0}{\delta}\lambda_0\left\{\frac{\cos\left[(2m_1q - 1)\frac{\pi x}{\tau} - \omega_1 t\right]}{2m_1q - 1} + \frac{\cos\left[(2m_1q + 1)\frac{\pi x}{\tau} + \omega_1 t\right]}{2m_1q + 1}\right\}.$$

5. Гармоники порядка зубчатости ротора, возникающие вследствие переменной магнитной проводимости ротора,

$$B_{z21} + B_{z22} = \frac{4}{\pi} \frac{F_1\mu_0}{\delta} \left\{ \lambda_{z21} \cos\left[\left(\frac{z_2}{p} - 1\right)\frac{\pi x}{\tau} + \omega_2 t\right] + \right.$$

$$\left. + \lambda_{z22} \cos\left[\left(\frac{z_2}{p} + 1\right)\frac{\pi x}{\tau} - \omega_2 t\right]\right\}.$$

6. Гармоники порядка зубчатости ротора, возникающие из-за наличия этих гармоник в кривой НС ротора, образующие вращающиеся поля вида

$$B'_{z21} + B'_{z22} = \frac{4}{\pi} \frac{F_2\mu_0}{\delta} \lambda_0 \left\{ \frac{\cos\left[\left(\frac{z_2}{p} - 1\right)\frac{\pi x}{\tau} + \omega_1 t\right]}{z_2/p - 1} + \right.$$

$$\left. + \frac{\cos\left[\left(\frac{z_2}{p} + 1\right)\frac{\pi x}{\tau} - \omega_1 t\right]}{z_2/p + 1}\right\}.$$

7. Гармоники порядка суммы и разности зубчатости статора и ротора, образующие вращающиеся поля вида

$$B'_{zz} + B''_{zz} = \frac{4}{\pi} \frac{F_1\mu_0}{\delta} \left[\lambda_1 \cos\left(\frac{z_2 - z_1 + p}{p} \frac{\pi x}{\tau} - \omega_1 t\right) + \right.$$

$$+ \lambda_2 \cos\left(\frac{z_2 - z_1 - p}{p} \frac{\pi x}{\tau} + \omega_1 t\right) + \lambda_3 \cos\left(\frac{z_2 + z_1 + p}{p} \frac{\pi x}{\tau} - \omega_1 t\right) +$$

$$\left. + \lambda_4 \cos\left(\frac{z_2 + z_1 - p}{p} \frac{\pi x}{\tau} + \omega_1 t\right)\right],$$

где λ_k — составляющие магнитной проводимости при двухсторонней зубчатости.

Кроме того, естественно, имеются гармоники более высокого порядка, которые меньше по амплитуде и чаще всего могут не учитываться.

Эти гармоники вращающегося магнитного поля, наблюдаемые на опыте, легко получить и формальным разложением на отдельные члены произведения магнитных проводимостей статора и ротора согласно формулам (4-32), (4-38) и (4-39). Произведение постоянных членов разложения проводимостей статора и ротора даст постоянный член общей проводимости: произведение постоянных членов разложения проводимости и переменных даст колебания проводимости с числом периодов, определяемым зубчатостью статора и ротора отдельно (последняя изменяется во времени с частотой вращения ротора). Произведение гармоники НС, вращающейся в пространстве с угловой частотой, обратно пропорциональной

порядку, и магнитной проводимости даст в результате все указанные выше виды пространственных гармоник поля.

Влияние гармонического состава поля в зазоре на характеристики асинхронной машины будет рассмотрено ниже, в главах 5 и 6.

4-3. Короткое замыкание и поля рассеяния

Режим установившегося короткого замыкания асинхронной машины — это режим питания статора при неподвижном роторе. Его иногда называют режимом стоянки под током. Основная гармоника НС в зазоре машины является геометрической суммой НС статора и НС ротора. Так как активные сопротивления обмоток статора и ротора по сравнению с их индуктивными сопротивлениями обычно относительно невелики, то максимумы этих НС почти противоположны по фазе и амплитуда основной гармоники поля в зазоре наводит в обмотке ротора ЭДС, равную падению напряжения на сопротивлении рассеяния ротора $r'_2 + jx'_2$. Общая картина поля в поперечном сечении магнитной цепи при холостом ходе и коротком замыкании показана на рис. 4-6, *а* и *б*.

Из опытов холостого хода и короткого замыкания можно получить все параметры схемы замещения машины [32].

Если в режиме холостого хода при пониженном напряжении удается достаточно точно измерить с зажимов двигателя индуктивное сопротивление намагничивающей ветви схемы замещения $x_0 = U_1/I_0$, то, сняв характеристику холостого хода и одновременно измеряя при каждом напряжении потери, удается получить и активное сопротивление намагничивающей ветви R_m. Активное сопротивление обмотки статора постоянному току или переменному току на опыте легко измеряется: первое на неподвижной машине, второе — при вынутом роторе. В опыте питания статора без ротора можно получить и индуктивное сопротивление. В опыте короткого замыкания мы можем получить активное и индуктивное сопротивление цепи главного тока, а зная параметры схемы статора — получить параметры схемы ротора.

Как видно из картин поля (рис. 4-6), если при холостом ходе магнитные силовые линии направлены в ярмах статора и ротора в основном тангенциально, а в зубцах статора и ротора — в основном радиально, то при коротком замыкании магнитное поле в ярме статора имеет такое же направление, как и при холостом ходе, однако в зубцах статора и ротора силовые линии направлены главным образом поперек пазов, а в ярме ротора магнитный поток относительно невелик и соответствует ЭДС, равной падению напряжения на лобовых частях обмотки ротора, т. е. близок к нулю.

Силовая линия потока рассеяния статора или ротора в пазовой части пересекает не двойной зазор, как это имеет место для главного магнитного потока, а все пазы на одном полюсном делении,

поэтому насыщение стали происходит при токах, близких к номинальному току или превышающих номинальный ток. Заметить это явление на опыте можно, сняв характеристику короткого замыкания — зависимость тока статора от напряжения в этом режиме. При определенных значениях тока статора эта кривая изменяет свое направление (рис. 4-7). На этом же рисунке приведена и кривая холостого хода — зависимость напряжения от тока статора в режиме холостого хода. Уравнение кривой короткого замыкания

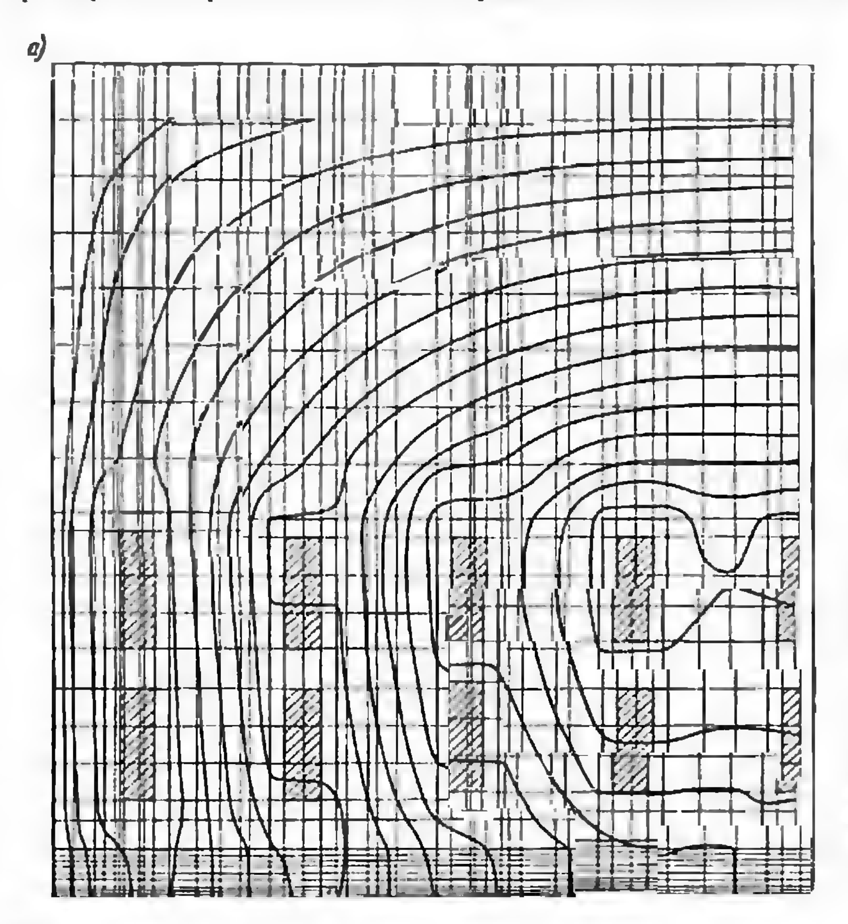
$$\dot U_1 = \dot I_k Z_k,$$

а кривой холостого хода

$$\dot U_1 = \dot I_0 Z_0,$$

так как сопротивлением цепей ротора при малом скольжении можно пренебречь. Из рис. 4-7 видно, что Z_0 зависит от насыщения стали

а)



б)

Рис. 4-6. Поле в поперечном сечении магнитной цепи статора: *а* — холостой ход; *б* — короткое замыкание

гораздо сильнее, чем Z_k. Однако и для Z_k эта зависимость может быть достаточно резкой, если пазы статора и ротора закрытые или полузакрытые: за счет насыщения «мостиков» этих пазов. Тогда в кривой короткого замыкания можно обнаружить два изгиба: первый соответствует насыщению мостиков, второй — насыщению зубцов поперечным полем рассеяния.

Как при холостом ходе, так и при коротком замыкании вращающееся поле не имеет строго синусоидальной формы, т. е. в нем можно выделить гармонические составляющие, образующие вращающиеся со своей скоростью в прямом или обратном направлении волны индукции.

Как будет подробно показано в следующей главе, эти волны индукции образуют вращающие моменты, тормозящие или уско-

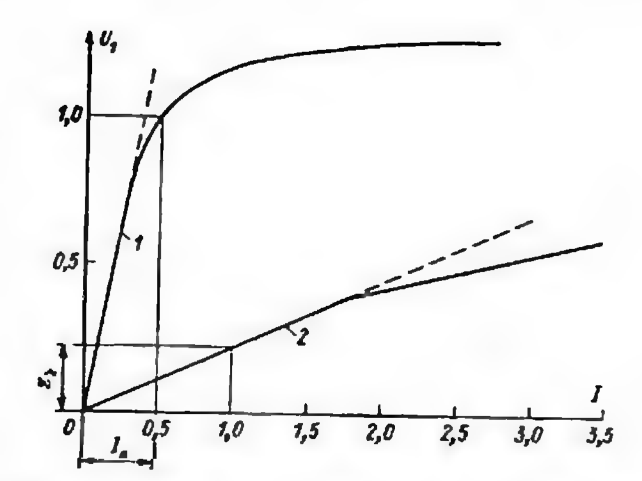


Рис. 4-7. Характеристика холостого хода (*1*) и короткого замыкания (*2*)

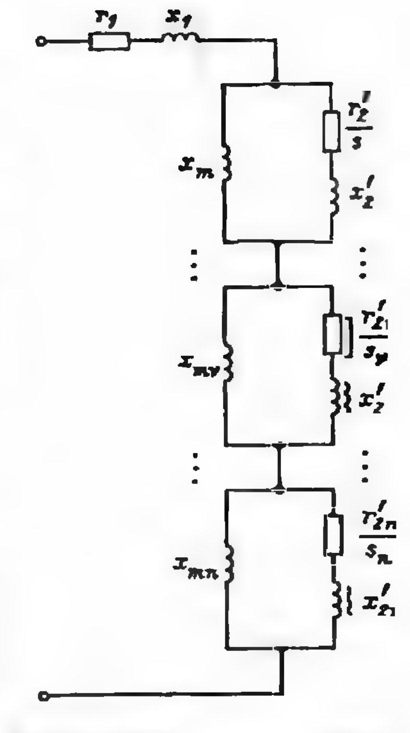
ряющие ротор. Так как действие этих моментов зачастую вредно, то их иначе называют паразитными моментами. Однако, кроме дополнительных моментов вращения, волны индукции высокого порядка вызывают еще неравномерные магнитные усилия, приложенные к статору, а также увеличивают индуктивные сопротивления рассеяния. Действительно, момент вращения, передаваемый на ротор, определяется основной гармоникой поля. Каждую гармонику поля статора можно представить в виде независимо возбужденного νp-полюсного поля, вращающегося с частотой $\omega_\nu = \omega_1/\nu$ в направлении, совпадающем с направлением вращения главного поля или противоположном ему. Скольжение ротора для поля порядка ν будет составлять

$$s_\nu = \frac{\omega_\nu - \omega_1(1-s)}{\omega_\nu} = \frac{\omega_1/\nu - \omega_1(1-s)}{\omega_1/\nu} = 1 - \nu(1-s).$$

Так как амплитуды всех пространственных гармоник поля, включая основную, пропорциональны току статора, то можно представить, что все независимые обмотки включены последовательно, но имеют различный обмоточный коэффициент, как показано на рис. 4-8.

В номинальном режиме, когда скольжение для основной гармоники невелико и может считаться близким к нулю, скольжение для других пространственных гармоник быстро увеличивается с ростом их порядка. Если при этом учесть, что индуктивные сопротивления рассеяния возрастают с ростом порядка гармоники по отношению к индуктивному сопротивлению намагничивания, то отнесение индуктивных сопротивлений той части схемы рис. 4-8, которая отражает результат существования высших гармоник поля,

Рис. 4-8. Эквивалентная схема с учетом высших гармоник



к индуктивному сопротивлению рассеяния, по-видимому, правомерно.

Индуктивное сопротивление рассеяния обычно выделяют из полных индуктивных сопротивлений потому, что, во-первых, оно меньше зависит от насыщения в рабочих режимах и, во-вторых, что знание его позволяет построить удобную схему расчета этих режимов.

4-4. Расчет параметров схемы замещения

Сопротивление обмоток постоянному току. Сопротивление одной фазы обмотки статора или фазного ротора при температуре Θ определяется общей формулой

$$R_{1\Theta} = [1 + \alpha_T(\Theta - \Theta_0)]\, w l_w/(q\sigma a). \quad (4\text{-}40)$$

где w — число последовательно включенных витков; l_w — длина одного витка; q — сечение витка; σ — электрическая проводимость проводника при температуре Θ_0 (обычно 15 °С); α — коэффициент повышения сопротивления (или снижения электрической проводимости).

Электрическая проводимость и коэффициент повышения сопротивления для различных температур составляют:

для меди $\sigma = 5{,}7 \cdot 10^7$ См/м; $\alpha = 0{,}04$;

для алюминия $\sigma = 3{,}6 \cdot 10^7$ См/м; $\alpha = 0{,}037$.

Длина витка $l_w = 2(l_l + l_s)$ при окончательном поверочном расчете асинхронной машины определяется по чертежу, однако при предварительном расчете ее можно определить, воспользовавшись приближенной зависимостью длины лобовой части обмотки от типа обмотки, номинального напряжения, шага и других параметров.

Для петлевой обмотки с жесткими секциями длину лобовой части можно приближенно определить по формуле

$$l_s = \frac{\pi(D_l + h_z)\beta_1}{2p\sqrt{1 - \left(\frac{b_n + s}{t}\right)^2}} + h_s + A. \quad (4\text{-}41)$$

где s — расстояние между лобовыми частями катушек в отогнутой части, равное 0,005 м при линейном напряжении до 3000 В, 0,006 м — до 6300 В и до 0,007 м — до 10 500 В; A — общая длина двух прямолинейных участков катушки от выхода из паза до начала отгиба, равная для тех же напряжений соответственно 0,06 м; 0,09 м и 0,12 м.

Длина лобовой части волновой стержневой обмотки ротора определяется приближенной формулой

$$l_{s2} = \frac{\pi (D_{a2} - h_{z2})}{2p\sqrt{1 - (f_{c2}/t_2)^2}} + 0{,}15. \qquad (4\text{-}42)$$

Здесь t_2 — шаг по дну пазов ротора, а f_{c2} — расстояние между катушками в лобовой части, равное сумме ширины неизолированного проводника и предельнодопустимого расстояния между ними:

$$f_{c2} = b + a,$$

где a зависит от напряжения, на которое рассчитана изоляция ротора:

U, В	До 500	1000	1500	2000
a, мм	1,7	2,5	2,5	3,0

Длина неотогнутой части и головки стержня в сумме принимается обычно равной 0,15 м.

Более точно размеры катушек можно определить вычислениями с помощью рис. 4-9. Для этого вначале определяют радиусы витков верхнего и нижнего слоя обмотки:

$$R_1 = 0{,}5D_i + h_к + \Delta_1; \quad R_2 = R_1 + H + \Delta_2, \qquad (4\text{-}43)$$

где H — высота катушки без корпусной изоляции; Δ_1 и Δ_2 — толщина изоляции под клином и между стержнями. Для обмотки ротора знаки «+» в формуле (4-42) нужно заменить на «—», а D_i, на D_{a2}.

Угол отгиба лобовой части катушки в плане рассчитывают по формуле

$$\alpha_2 = \arcsin \frac{B + \Delta_l + m}{2\pi R_1} z, \qquad (4\text{-}44)$$

где B — ширина катушки без корпусной изоляции; Δ_l — двухсторонняя толщина без изоляции катушки в лобовой части; m — расстояние между катушками в лобовой части, зависящее от номинального напряжения:

U, В	До 525	3150	6300	10 500
m, мм	4,5	5	6	9

В однослойных обмотках с двухслойными лобовыми частями вместо числа пазов z в формулу (4-44) нужно подставить 0,5 z.

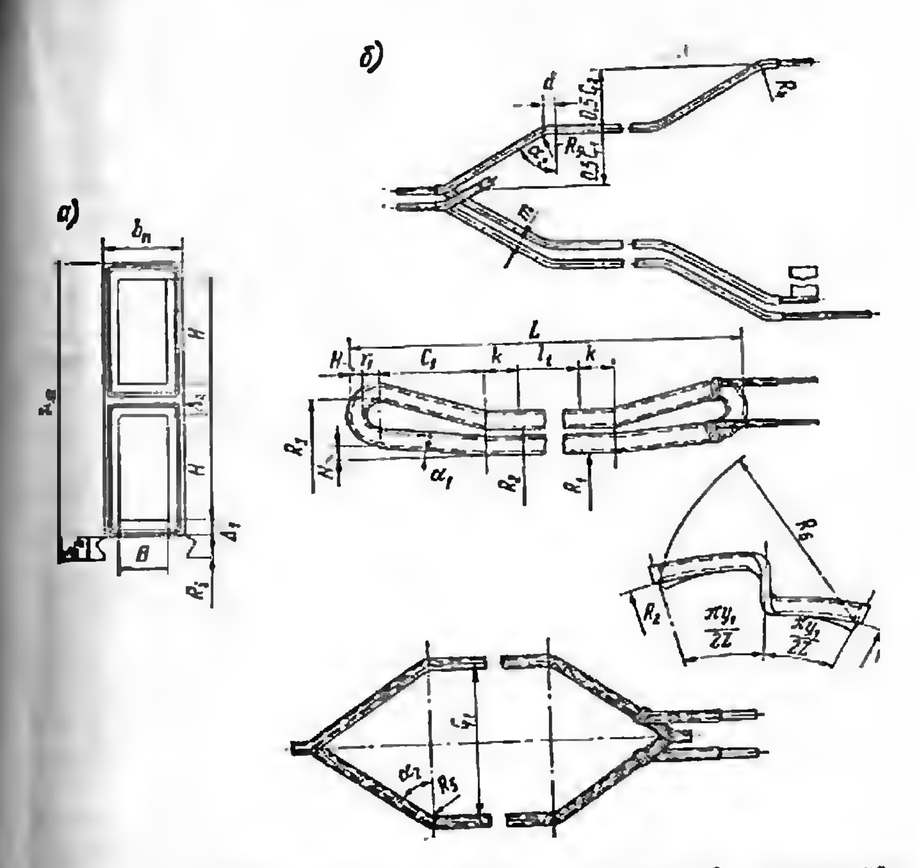


Рис. 4-9. К расчету размеров обмоток: а — размеры паза; б — размеры катушек

Средняя длина дуги лобовой части катушки с сокращенным шагом y_1 составляет

$$G_1 = \frac{\pi (R_1 + R_2)}{z} y_1 \qquad (4\text{-}45)$$

а в волновой обмотке, где первый частичный шаг y_1 удлинен, а второй y_2 укорочен или, наоборот, вместо y_1 в формулу (4-45) нужно подставить 0,5 $(y_1 + y_2)$. Полезно также найти G_2 по y_2.

Размеры головки катушечной обмотки определяются радиусом r_1, который, в свою очередь, зависит от толщины изоляции и составляет для напряжений

U, В	3150	6300	10 500
r_1, мм	12	15	20

а прямолинейный участок k (рис. 4-9) равен высоте нажимного пальца плюс расстояние A, зависящее от напряжения:

U, В	До 3150	6300	10 500
A, мм	20	25	32

Для волновых обмоток роторов размеры головки определяются размерами хомута, с помощью которого спаиваются стержни верхнего и нижнего слоя.

Радиусы закруглений при переходе к отогнутому участку лобовых частей в плоскости катушки R_4 и R_5 составляют величину от 25 до 100 мм, возрастая при больших напряжениях и сечениях катушек. Обычно эти радиусы нормализованы. Вылет катушки по разные стороны сердечника определяется формулой

$$0{,}5\,(L-l_t)=\frac{1}{\cos\alpha_2}\left[\sin\alpha_2 G_1+(R_5-0{,}5B)(1-\sin\alpha_2)\right]+k+r_1+H. \qquad (4\text{-}46)$$

Подставляя для волновых обмоток в эту формулу различные значения G_1 и G_2, рассчитанные по частичным шагам y_1 и y_2, получаем реальные значения вылета катушек по разные стороны сердечника.

Длина лобовой части катушки определяется формулой

$$l_s=2k+\frac{G_1}{\cos\alpha_2}+(R_5+0{,}5B)\left[0{,}035\left(\frac{\pi}{2}-\alpha_2\right)-\frac{2(1-\sin\alpha_2)}{\cos\alpha_2}\right]+\pi(r_1+0{,}5H). \qquad (4\text{-}47)$$

Для катушек, выполненных в виде «мягких» секций, длина лобовой части витка может быть подсчитана с помощью приближенной формулы

$$l_{s1}=\frac{A\pi(D_i+h_{z1})\beta_1}{2p}+B,$$

где A составляет в зависимости от числа полюсов:

$2p$	2	4	6	8
A	1,25	1,3	1,4	1,5

а B зависит главным образом от конструкции корпуса и составляет величину от 20 до 30 мм. Более точный расчет длины лобовой части делается после разработки шаблона и намотки пробной катушки.

Сопротивление стержня короткозамкнутого ротора с сечением q_c подсчитывается по аналогичной формуле

$$r_c=[1+\alpha_T(\Theta-\Theta_0)]\frac{l_c}{q_b\sigma_b}, \qquad (4\text{-}48)$$

где l_c — длина стержня, измеряемая от середины одного короткозамыкающего кольца до середины противоположного кольца. Для

двойных клеток с разделенными кольцами, естественно, длины стержней будут разными. При этом нужно учесть, что для латуни марки ЛС 59 и Л 62, которая часто применяется в короткозамкнутых обмотках ротора, температурный коэффициент составляет 0,0016, а удельная электрическая проводимость составляет $14\cdot10^6$ См/м, что примерно в 4 раза меньше, чем у меди. По этой формуле рассчитываются раздельно сопротивления стержней верхней и нижней клеток.

В расчете сопротивления короткозамкнутой обмотки ротора r_2 необходимо учесть также сопротивление участка короткозамыкающих колец со средним диаметром D_R и сечением q_R между соседними стержнями

$$r_к=[1+\alpha_T(\Theta-\Theta_0)]\frac{2l_к}{\Delta^2\sigma_к q_R}. \qquad (4\text{-}49)$$

В этой формуле

$$l_к=\frac{\pi D_R}{z_2},\quad а\quad \Delta=2\sin\frac{p\pi}{z_2}\approx\frac{2p\pi}{z_2}.$$

В целом суммарное сопротивление одной клетки, приходящееся на паз ротора, составляет

$$r_2=r_c+r_к. \qquad (4\text{-}50)$$

При двух клетках по формуле (4-50) рассчитывается сопротивление верхней $r_в$ и нижней $r_н$ клеток, а суммарное определяется по формуле

$$r_2=\frac{r_н}{1+\alpha}, \qquad (4\text{-}51)$$

где $\alpha=r_н/r_в$.

В двойных клетках с общими кольцами, которые редко применяются, α определяется как отношение сопротивлений только стержней $r_{с.н}/r_{с.в}$, а полное сопротивление двойной клетки составляет $r_{с.н}/(1+\alpha)+r_к$.

Сопротивление обмоток переменному току на рабочих и пусковых частотах будет рассмотрено ниже.

Сопротивления обмоток ротора, включаемые в схему замещения, приводятся к обмотке статора умножением на коэффициент приведения k_2, который составляет:

для фазной обмотки ротора

$$k_2=\frac{m_1}{m_2}\left(\frac{w_1k_{об1}}{w_2k_{об2}}\right)^2; \qquad (4\text{-}52)$$

для короткозамкнутой обмотки ротора

$$k_2=\frac{4m_1w_1^2k_{об1}^2}{z_2k_{ск}^2}.$$

Индуктивные сопротивления обмоток. Индуктивные сопротивления обмоток статора и ротора, входящие в схему замещения, кроме x_m, расчет которого приведен в первом параграфе этой главы, являются сопротивлениями рассеяния и определяются формулами вида

$$x_i = \left(2m_1\mu_0\omega_1 w_1^2 k_{об1}^2\right)\frac{l_{\delta i}}{z_i k_{обi}^2}\sum_k \frac{\lambda_{ik}}{k_{ск}^2}. \qquad (4\text{-}53)$$

Для сопротивления рассеяния статора или ротора $i = 1$ или 2; в формуле (4-53) множитель в круглых скобках всегда содержит члены, относящиеся только к обмотке статора: магнитную проницаемость μ_0, круговую частоту ω_1, число фаз m_1 и витков w_1 обмотки статора, обмоточный коэффициент $k_{об1}$. Во второй сомножитель при $\sum$ входит расчетная длина сердечника статора или ротора $l_{\delta i}$, число пазов z_i и обмоточный коэффициент обмотки статора или ротора; под знаком суммы имеем различные составляющие магнитной проводимости для потоков рассеяния λ_{ik}. Расчетная длина сердечника составляет

$$l_\delta = l_i - 0{,}5 n_r b_r.$$

Величины в правой части равенства могут относиться как к статору, так и к ротору, в зависимости от того, какое индуктивное сопротивление мы вычисляем.

Магнитные проводимости для потоков рассеяния вычисляются в предположении, что сталь сердечника имеет бесконечно большую магнитную проницаемость: в рабочих режимах, а также и в пусковых для машин средней мощности насыщением путей потоков рассеяния чаще всего можно пренебречь. Расчет магнитных проводимостей для потокосцеплений рассеяния при отсутствии насыщения стали достаточно подробно изложен в литературе [32, 33]. Мы рассмотрим вопросы расчета поля и магнитных проводимостей ниже, при учете влияния насыщения.

Обычно в практике расчета потока рассеяния обмотки и обусловленного этим потоком индуктивного сопротивления различают три вида рассеяния: пазовое, лобовое и дифференциальное. К первому еще относят так называемое рассеяние в зазоре или рассеяние по головкам зубцов. Мы рассмотрим эти составляющие в отдельности.

П а з о в о е р а с с е я н и е обусловлено сцеплением с обмоткой магнитного потока, замыкающегося поперек пазов и не попадающего в зазор. Расчеты поля, проведенные различными способами, как аналитическими, так и численными [7, 32], показывают, что формулы для определения этой составляющей магнитной проводимости прямоугольного открытого паза, а также пазов другой формы (см. рис. 4-2) дают достаточно точный результат.

Пазовая составляющая проводимости рассеяния для обмотки статора определяется, в свою очередь, как сумма двух членов: собственной проводимости для двух слоев обмотки и их взаимной проводимости, зависящей от того, сколько пазов принадлежит одной фазе и сколько — двум соседним фазам. Поэтому для двухслойной обмотки статора или фазного ротора

$$\lambda_п = \lambda_{п1} k_y + \lambda_{п2},$$

а для однослойной

$$\lambda_п = \lambda_{п1} + \lambda_{п2}.$$

Зависимость k_y от сокращения шага показана на рис. 4-10.

Выражения для составляющих $\lambda_{п1}$ и $\lambda_{п2}$, приведенные ниже, соответствуют обозначениям на рис. 4-2:

	$\lambda_{п1}$	$\lambda_{п2}$
Поз. 1 . . .	$\frac{H_1}{2b_п} + \frac{h_3 + h_4 + h_6}{b_п}$	$\frac{H_1}{6b_п} + \frac{h_2}{4b_п}$
Поз. 2, 6 . .	$\frac{H_1}{2b_п} + \frac{h_3}{b_п} + \frac{2h_4}{b_п + b_s} + \frac{h_5}{b_s}$	
Поз. 3 . . .	$\frac{h_2}{b+d} + 0{,}785 + \frac{h_5}{b_s}$	$\frac{h_1}{6(a+b)} + \frac{h_2}{6(b+d)}$
Поз. 4 . . .	$\frac{h_2}{b+d} + \frac{2h_4}{d+b_s} + \frac{h_5}{b_s}$	
Поз. 7 . . .	$\frac{H_1}{2b_п} + \frac{h_5}{b_s}$	$\frac{H_1}{6b_п} + \frac{h_2}{4b_п}$
Поз. 5 . . .	$\frac{h_2}{b+d_2} + \frac{h_5}{b_s} + 0{,}785$	$\frac{h_1}{6(b+d_2)} + \frac{h_2}{6(b+d_1)} + 0.05$

Проводимость пазового рассеяния $\lambda_п$ единственной или верхней клетки обмотки короткозамкнутого ротора определяется следующими формулами:

Поз. 11, 12, 13, 16, 17 $\quad 0{,}66 + \frac{h_5}{b_s}$

Поз. 8 и 14 . . . . $0{,}66 + \frac{h_5}{b_s} + \frac{2h}{3(d_1 + d_2)}$

Поз. 9 . . . . $0{,}66 + \frac{2h}{3(d_1 + d_2)} + \lambda''$

Поз. 10 . . . . $0{,}66 + \frac{h}{3d} + \lambda''$

В двух последних формулах λ'' представляет собой проводимость мостика закрытого паза, которую нужно подставить в формулы проводимости полузакрытых пазов вместо проводимости шлица h_s/b_s, фигурирующей в предыдущих формулах (определение

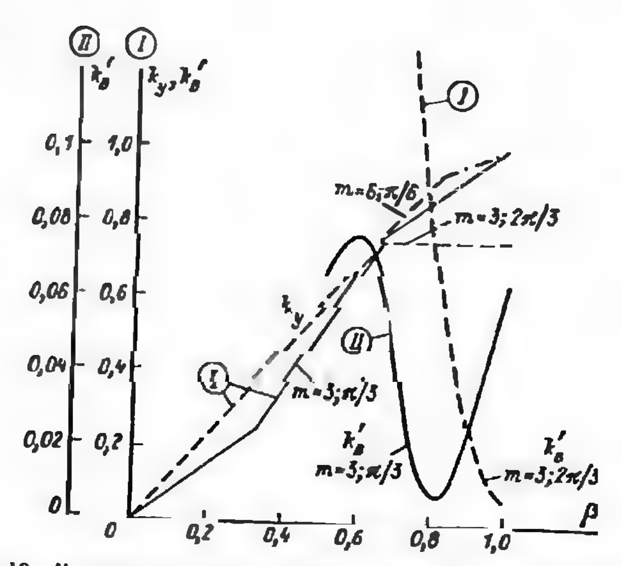


Рис. 4-10. К расчету магнитной проводимости пазового рассеяния

λ'' поясняется ниже, она зависит от напряженности магнитного поля). Так, например, для круглого закрытого паза формула для определения $\lambda_п$ будет иметь вид

$$\lambda_п = 0{,}66 + \lambda''.$$

Проводимость пазового рассеяния нижней клетки двухклеточного ротора определяется следующими формулами (см. рис. 4-2):

Поз. *12, 17* . . . . $\dfrac{h_{пс}}{3b_{пс}} + \dfrac{h_0}{b_0} + \dfrac{h''_{к2}}{b''_s}$

Поз. *13, 16* . . . . $0{,}66 + \dfrac{h_0}{b_0} + \dfrac{h''_{к2}}{b''_{к2}}$

Поз. *14, 15* . . . . $0{,}66 + \dfrac{h_0}{b_0} + \dfrac{2h_c}{3(d_1 + d_2)}$

Поз. *18, 19* . . . . $\dfrac{2H}{3(b_{пs} + b_s)}$

Второй составляющей проводимости рассеяния, аналогичной пазовому рассеянию, является рассеяние в зазоре, которое обычно в асинхронных машинах мало, так как малы сами зазоры. Эту составляющую проводимости можно оценить по формуле $\lambda = 0{,}5\ \delta/t$, и ею обычно пренебрегают. Нельзя пренебречь, однако, этой составляющей рассеяния, если магнитное поле вокруг паза статора или ротора замыкается через зазор и проходит по зубцу противоположного сердечника (статора или ротора), не сцепляясь с его

обмоткой и, следовательно, не являясь потоком взаимной индукции. Так как поле рассеяния в этом случае замыкается в пределах зубцового деления, увеличивая уже и без того существующую гармонику порядка зубчатости, то его следует отнести к дифференциальному рассеянию.

Магнитная проводимость для таких полей прямо пропорциональна зубцовому делению t и обратно пропорциональна зазору δ; определить ее можно по формулам, выведенным еще Р. Рихтером [12] и уточненным А. И. Вольдеком [35] и Т. Г. Сорокером [36]. Однако в большинстве случаев можно обеспечить достаточную точность при использовании упрощенных формул, применяемых в заводских методиках расчета. Для машины с фазным ротором:

для обмотки статора и фазного ротора с полузакрытыми пазами (рассеяние по коронкам зубцов)

$$\lambda_{к1} = (t_2 - b_{s2} - b_{s1})(0{,}6 + 0{,}4\beta_1)\frac{1}{16\delta}$$

$$\lambda_{к2} = (t_1 - b_{s1} - b_{s2})\frac{1}{16\delta}$$

(в этом случае принимается $\beta = 1$);

для обмотки статора или фазного ротора с открытыми или полуоткрытыми пазами

$$\lambda_{к1} = \frac{t_1 k_{об1}^2\left[1 + k'_{B1}\left(\frac{z_1}{10p}\right)^2\right]}{12\delta k_C}$$

$$\lambda_{к2} = \frac{t_2 k_{об1}^2\left[1 + k'_{B2}\left(\frac{z_2}{10p}\right)^2\right]}{12\delta k_C}$$

Для машины с короткозамкнутым ротором

$$\lambda_{к1} = \frac{t_1 k_{об1}^2}{12\delta k_C}; \qquad \lambda_{к2} = \frac{t_2 k_{об1}^2}{12\delta k_C}$$

Значения коэффициента k'_B, применяемого в формулах для расчета $\lambda_к$ в случае обмотки статора или ротора, приведены на рис. 4-10. При скошенных пазах проводимости $\lambda_{к2}$ умножаются на коэффициент $(1 + \beta_{ск}^2/k_m)$, где $\beta_{ск}$ — скос пазов в долях t_2.

Третьей составляющей проводимости рассеяния является проводимость лобовых частей обмотки, определяемая по формуле:

для обмотки статора с укорочением шага β

$$\lambda_s = k_s \frac{q}{l_0}(l_s - 0{,}64\tau\beta)\, k_y^2;$$

для однослойной обмотки или обмотки фазного ротора

$$\lambda_s = k_s \frac{q}{l_0}(l_s - 0{,}64\tau),$$

где l_s — длина лобовой части; τ — полюсное деление; q — число пазов статора или ротора на полюс и фазу, а коэффициент k_s составляет для двухслойной статорной катушечной обмотки с укорочением шага и для обмотки фазного ротора 0,355, если фазная зона 60°, и 0,26, если фазная зона 120°; для однослойной двухплоскостной обмотки 0,67, для трехплоскостной обмотки 0,47.

Для короткозамыкающих колец короткозамкнутой клетки ротора эта составляющая магнитной проводимости определяется формулой

$$\lambda_s = \frac{2{,}32 D_R}{z_2 l_0 \Delta^2} \lg \frac{4{,}7 D_R}{2(a_к + b_к)};$$

формулу Δ см. на стр. 139.

Если короткозамыкающее кольцо имеет в сечении непрямоугольную форму, то вместо $a_к + b_к$ в этой формуле берется полупериметр, а в случае плотного прилегания кольца к сердечнику или применения магнитного бандажа при отставленном кольце знаменатель подлогарифмического выражения будет $a_к + 2b_к$.

Суммарная магнитная проводимость составляет

$$\Sigma\lambda_i = \lambda_п + \lambda_к + \lambda_s.$$

Индуктивные и активные сопротивления, рассчитанные по формулам (4-49) — (4-53), необходимо привести к одному из вариантов схемы замещения, описанному во второй главе, умножив эти сопротивления на соответствующие коэффициенты, которые указаны в формулах (2-40) — (2-49) применительно к различным вариантам схемы замещения. При этом индуктивные сопротивления рассеяния статорной обмотки всегда умножаются на c_1, а роторной — на c_1^2.

Некоторые тонкости возникают при расчете сопротивлений двухклеточного ротора, схема замещения цепей которого показана на рис. 4-11.

Здесь необходимо выделить три составляющие полного сопротивления ротора: собственное сопротивление верхней клетки, нижней клетки и взаимное сопротивление $Z_в$, $Z_н$ и $Z_{в.н}$. Параметры этой схемы замещения будут отличаться при различном расположении пазов верхней и нижней клеток, а также при общих и отдельных короткозамыкающих кольцах.

Двойные клетки роторов могут иметь так называемое нормальное и шахматное расположение пазов. В первом случае стержни верхней и нижней клеток лежат в одних и тех же пазах сложной формы друг под другом, а во втором — пазы верхней клетки, аналогичные пазам одноклеточного ротора, чередуются с пазами ниж-

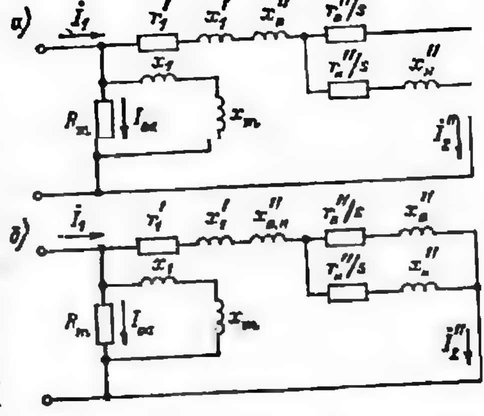


Рис. 4-11. Схема замещения двухклеточного ротора

ней клетки, которые более заглублены, т. е. имеют глубокие и узкие верхние части. Собственные индуктивные сопротивления пазов верхней и нижней клеток рассчитывают так, как если бы эти клетки обтекались током независимо друг от друга, т. е. проводимости рассчитываются по приведенным выше формулам с учетом обозначений на рис. 4-9. Как легко убедиться, в формулах для расчета проводимости пазовой части нижней клетки при нормальном расположении пазов не фигурируют размеры участка паза, занятого верхней клеткой, а в формулы для расчета проводимости верхней клетки эти размеры входят. Объясняется это тем обстоятельством, что весь поток, созданный нижней клеткой на участке, занятом верхней клеткой, как и весь поток рассеяния верхней клетки, является для обеих клеток потоком взаимной индукции и поэтому включается в общую для двух клеток цепь схемы замещения ротора. Таким образом, магнитная проводимость для индуктивного сопротивления общей ветви схемы, которым является, по существу, индуктивное сопротивление верхней клетки, составляет

$$\Sigma\lambda_{в.н} = \Sigma\lambda_в = \lambda_{п.в} + \lambda_{к.в} + \lambda_{s в}.$$

Для нижней клетки суммарная магнитная проводимость, определяющая индуктивное сопротивление $x_н$,

$$\Sigma\lambda_н = \lambda_{п.н} + \lambda_{s н}.$$

Если у двух клеток общие короткозамыкающие кольца, то проводимость рассеяния колец учитывается только в расчете индуктивного сопротивления общей ветви схемы замещения на рис. 4-11.

При нормальном расположении пазов двух клеток в ветви, представляющей сопротивление верхней клетки, остается, по существу, только активное сопротивление.

Активное сопротивление в общей ветви схемы замещения является сопротивлением общих колец. Конструкция с общими кольцами редко выполняется на практике из-за недостаточной термической стойкости а при раздельных кольцах двух клеток это сопротивление принимается равным нулю.

Приведенное выше обоснование схемы замещения двойной клетки, строго говоря, не совсем точно. На самом деле, как можно

увидеть из более точных расчетов, взаимное индуктивное сопротивление двух клеток получается большим, нежели собственное сопротивление верхней клетки (это не противоречит закону электромагнитной индукции, так как речь идет только о части индуктивного сопротивления, а не о полном сопротивлении). Поэтому в верхней ветви схемы замещения должно было бы присутствовать некоторое отрицательное индуктивное сопротивление. Кроме того, взаимное активное сопротивление не равно нулю даже при отсутствии общих колец, так как ток в нижней клетке вызывает вихревые токи в верхней клетке и, следовательно, увеличение ее сопротивления собственному току. Однако этот эффект, как правило, невелик, так как верхняя клетка выполняется из материала повышенного сопротивления и имеет низкий коэффициент вытеснения и низкие добавочные потери как от собственного поля, так и от поля нижней клетки. Поэтому для расчета рабочих режимов принимается схема замещения, представленная на рис. 4-11, *а*, и ее модификация с сопротивлением ветви короткого замыкания в пределах ротора (рис. 4-11, *б*). В этой схеме при нормальном расположении пазов $x_{в.н}$ определяется по $\Sigma\lambda_{в.н}$, $x_н$ — по сумме $\Sigma\lambda_н$, а индуктивное и активное сопротивления ветви главного тока Г-образной схемы замещения составляют

$$x_f = \frac{x_н}{(1+\alpha)^2}; \quad r_f = \frac{r_н}{1+\alpha},$$

где α — отношение сопротивлений нижней клетки к верхней: $\alpha = r_н/r_в$.

Строго говоря, и здесь требовалось бы учесть коэффициенты вытеснения при определении отношений сопротивлений стержней, однако это требуется только при достаточно больших частотах и размерах стержней, что отмечалось еще Р. Рихтером [12], т. е. только в весьма крупных машинах, в режимах пуска и реверса.

При шахматном расположении пазов двух клеток взаимным индуктивным сопротивлением в схеме замещения является только сопротивление рассеяния в зазоре. При этом условно считается, что взаимное индуктивное сопротивление двух клеток обусловлено примерно половиной рассеяния в зазоре, т. е. $x_{в.н.}$ рассчитывается по формуле (4-53), в которую подставляется

$$\Sigma\lambda_{в.н} = 0{,}5\lambda_{к2},$$

а $x_в$ и $x_н$ в схемах замещения на рис. 4-11 рассчитываются по формуле (4-53), и при этом в нее подставляется

$$\Sigma\lambda_в = \lambda_{п.в} + 0{,}5\lambda_{к2} + \lambda_{sк} \quad и \quad \Sigma\lambda_н = \lambda_{п.н} + 0{,}5\lambda_{к2} + \lambda_{sк}.$$

Если короткозамыкающие кольца общие, то их проводимость рассеяния включается в сумму проводимостей для $x_{в.н}$ и исключается из суммы проводимостей для индуктивных сопротивлений

рассеяния верхнего и нижнего стержней, как это имеет место и для активных сопротивлений.

Несколько замечаний о точности расчета параметров. Формулы для расчета индуктивных сопротивлений, приведенные выше, получены на основе упрощенных представлений о характере магнитного поля в активной зоне машины и, естественно, обладают ограниченной точностью. В литературе встречаются более сложные формулы, полученные на основе уточненных методов расчета электромагнитного поля [32, 36]. Совершенно очевидно, что добиться полного совпадения результатов расчета и опыта по конкретной машине или по серии однотипных машин невозможно даже при абсолютной строгости и точности методов расчета параметров схемы замещения, вследствие того, что сами размеры и свойства материалов, фигурирующие в расчетных формулах, известны нам с ограниченной допусками точностью. Поэтому расчетные методики должны давать совпадение результата с опытом с известной доверительной вероятностью. Применение уточненных формул расчета, базирующихся, например, на аналитических методах расчета поля, не учитывающих насыщение стали, зачастую бесполезно, так как реально на опыте мы имеем дело с более или менее насыщенной магнитной цепью. В процессе опыта изменяется температура, подведенное напряжение и частота, что также ограничивает точность экспериментальной проверки.

Поэтому все уточнения методов расчета, приведенные в настоящей книге и в других работах авторов, преследуют цель оценить не только значение параметра, но главным образом тенденцию его изменения при изменении режима: последнее гораздо важнее, так как дает возможность исследовать ряд явлений, развивающихся в машине при переходных процессах, с точки зрения их опасности для прочности и надежности.

4-5. Влияние насыщения стали на параметры схемы замещения

Выше мы уже упоминали о влиянии насыщения на магнитную проводимость воздушного зазора, выражающемся в возрастании тока холостого хода при увеличении напряжения, а также на магнитную проводимость для полей рассеяния, выражающемся в росте тока короткого замыкания, непропорциональном питающему напряжению.

В настоящее время уже достаточно хорошо разработаны и широко применяются численные методы расчета плоского магнитного поля в поперечном сечении магнитной цепи машины, а также пространственного поля в ее торцевых зонах [6, 7]. Общий характер распределения поля в поперечном сечении магнитной цепи асинхронного двигателя показан на рис. 4-6. В режиме холостого хода (см. рис. 4-6, *а*) магнитный поток глубоко проникает в тело ротора,

намагничивая зубцы статора и ротора в основном в продольном направлении. В режиме короткого замыкания весь магнитный поток, сцепленный с обмоткой статора, т. е. замыкающийся по ярму статора, затем проходит в направлении поперек зубцов статора и ротора, практически не попадая в ярмо ротора. Естественно, что при том же токе в обмотке статора магнитное сопротивление для потока при коротком замыкании гораздо выше и путь магнитной силовой линии по воздуху гораздо длиннее, чем при холостом ходе.

Для того чтобы правильно оценить влияние насыщения на проводимость для магнитного потока рассеяния в зубцовой зоне, рассмотрим картину поля в пазу в тот момент, когда это поле рассеяния достигает максимума, т. е. когда ток в пазу достигает максимума. На каждом полюсном делении в каждый момент времени имеется один такой паз. Его можно считать намагниченным чисто поперечным полем в силу характера самого намагничивания, и если магнитная проницаемость зубцов достаточно велика, то поперечная составляющая индукции в пазу при равномерном распределении плотности тока по сечению обмотки будет линейно расти от основания к вершине зубца. Картина распределения индукции по высоте паза показана на рис. 4-12. В пределах высоты проводника эпюра поперечной составляющей напряженности поля H и поперечной индукции $B_x = \mu_0 H_x$ является прямой, уравнение которой

$$B_{x1} = \mu_0 \frac{I\sqrt{2}}{b_п} \frac{y}{h_1},$$

где h_1 — высота паза, занятая проводником; $b_п$ — ширина паза;

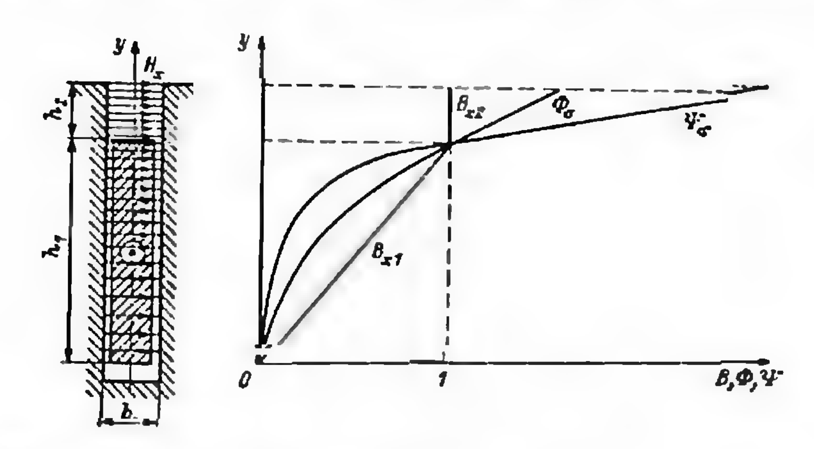


Рис. 4-12. Поле рассеяния прямоугольного паза. Эпюры индукции, потока и потокосцеплений по высоте паза

I — действующее значение тока в пазу. В промежутке от $y = h_1$ до $y = h_1 + h_2$ уравнение индукции

$$B_{x2} = \mu_0 \frac{I\sqrt{2}}{b_п} = \text{const}.$$

Поток рассеяния представляет собой интеграл от индукции, и уравнения для него на участках $O—h_1$ и $h_1—h_2$ будут следующими:

$$\Phi_1 = \frac{\mu_0 I\sqrt{2}}{b_п} \frac{y^2}{2h_1}; \qquad \Phi_2 = \frac{\mu_0 I\sqrt{2}}{b_п} \frac{2y - h_1}{2}.$$

Наконец, потокосцепление представляет собой двойной интеграл от индукции (при равномерном распределении плотности тока или числа витков по высоте паза) и уравнения для него на тех же участках будут:

$$\Psi_1 = \frac{\mu_0 I\sqrt{2}}{b_п} \frac{y^3}{3h_1^2}; \qquad \Psi_2 = \frac{\mu_0 I\sqrt{2}}{b_п} \frac{3y - 2h_1}{3}.$$

Из построенных на рис. 4-12 эпюр индукции, потока и потокосцепления в относительных единицах видно, что основная часть потокосцепления и, следовательно, индуктивного сопротивления рассеяния паза обусловлена индукцией в верхней части паза. Ослабление индукции в верхней части паза при насыщении зубцов полями рассеяния в первую очередь сказывается на магнитной проводимости для индуктивного сопротивления. Поэтому естественно считать основным аргументом, влияющим на магнитную проводимость пазового и дифференциального рассеяния, напряженность поля у открытия паза, иными словами — линейную нагрузку, а еще точнее — ее амплитуду.

Проведенные численные расчеты поля для пазов различной формы при равномерном распределении плотности тока по сечению проводника [7] показали, что для прямоугольных открытых пазов зависимость магнитной проводимости пазовой части от амплитуды линейной нагрузки A в амперах на метр (на переменном токе — действующее значение, умноженное на $\sqrt{2}$) имеет следующий вид:

$$\lambda_{п.н} = \lambda_п \left\{\frac{b_п}{t} + \frac{t - b_п}{t} \exp\left[-(kA)^m\right]\right\}. \qquad (4\text{-}54)$$

Здесь $k = 0{,}55 \cdot 10^{-6}$, $m = 1{,}6\,(0{,}625 + b_п/t)$; $h_п$ — высота паза; $b_п$ — ширина паза; t — пазовое деление.

Такая же зависимость будет иметь место и для пазов другой формы, например для круглых полуоткрытых пазов [7]. Как оказалось, зависимость магнитной проводимости для индуктивного сопротивления можно аппроксимировать для круглого паза при

пазовом делении t, диаметре паза d_c и ширине шлица b_s следующими выражениями:

$$\left.\begin{aligned}\lambda_{п.н}=\lambda_п\Big\{0,8-1,2\frac{d_c}{t}+\Big(0,2+1,2\frac{d_c}{t}\Big)\times\\ \times\exp[-(0,67\cdot10^{-6}A)^{0.6}]\Big\};\\ \lambda_{s\,н}=\lambda_s\left[\frac{b_s}{t}+\frac{t-b_s}{t}\exp(-3,28\cdot10^{-6}A)\right].\end{aligned}\right\}\quad(4\text{-}55)$$

Так как уже при равномерном распределении плотности тока по сечению проводника его индуктивное сопротивление определяется в основном потокосцеплением верхней части паза, то, по-видимому, аналогичный характер будет иметь зависимость магнитной проводимости от линейной нагрузки и при вытеснении тока в верхнюю часть проводника, так как это мало сказывается на распределении индукции и потокосцеплений в верхней части паза.

Насыщение, как показывают численные расчеты поля и использование аппроксимирующих формул, существенно сказывается на параметрах схем замещения только в переходных процессах при относительно высоких переходных токах, т. е. при пусках, реверсах, включении резервного питания при относительно большом рассогласовании фаз и т. п.

В закрытых пазах обычно проводимость самого паза принимается такой же, как будто паз полуоткрытый или открытый, а магнитная проводимость сплошного мостика принимается равной

$$\lambda''=0,24+0,98\cdot10^{6}\frac{h_s}{At},\qquad(4\text{-}56)$$

и это значение подставляется в формулы вместо проводимости шлица h_s/b_s. В формуле (4-56) действующее значение линейной нагрузки A определяется по реальному току стержня:

$$A=\frac{I_b}{t_2};\qquad I_b=\frac{6wI_2'}{z_2}.$$

При расчете линейной нагрузки, по которой определяется поправка к проводимости рассеяния паза статора при насыщении, берется полный ток статора, включая ток намагничивающей ветви, а при расчете поставки к проводимости пазового рассеяния ротора — только ток ротора I_2'. Так как магнитный поток в спинке сердечника статора в режиме короткого замыкания при том же напряжении на зажимах машины несколько выше, чем при холостом ходе, то может возникнуть необходимость в дополнительном учете насыщения, вызванного этим дополнительным намагничиванием. Как правило, дополнительное насыщение спинки сердечника крайне мало и в известной степени компенсируется снижением насыщения зубцов сердечника статора, так что в большинстве случаев это можно не учитывать.

Магнитные проводимости для высших гармонических поля в зазоре также изменяются под влиянием насыщения, что особенно заметно в машинах с относительно малыми зазорами. Физическая природа этого явления заключается в том, что насыщающиеся верхние части зубцов как бы увеличивают магнитное сопротивление на пути силовых линий рассеяния в зазоре.

Расчетная гипотеза, положенная Х. Норманом [37] в основу вывода формул, состояла в том, что суммарная НС пары пазов статора и ротора обеспечивает прохождение через два зазора магнитного потока гармоники порядка зубчатости, а вызванная этим потоком дополнительная индукция насыщает головки зубцов. Удовлетворительное совпадение разработанной полуэмпирически методики с опытом и отсутствие более совершенных расчетных формул привело к использованию этого метода до последнего времени. Согласно методике Нормана «насыщенное» значение проводимости составляет

$$\lambda_{к.н}=\lambda_к\{0,2+0,8\exp[-(0,19B)^{1.3}]\},\qquad(4\text{-}57)$$

где B — индукция, обусловленная средней совместной линейной нагрузкой статора и ротора в зазоре:

$$B=\mu_0\frac{0,5(k_yA_1t_1+k_{об1}A_2t_2)\sqrt{2}}{2\delta[0,64+2,5\sqrt{\delta/(t_1+t_2)}]}=0,5(k_1A_1+k_2A_2).\qquad(4\text{-}58)$$

Здесь A_1 и A_2 — линейные нагрузки статора и ротора ($\sqrt{2}$ указывает на то, что взяты амплитуды); δ — зазор; t_1 и t_2 — шаг по пазам статора и ротора. Так как поток рассеяния по головкам зубцов является общим для статора и ротора, то $\lambda_{к1}$ и $\lambda_{к2}$ умножаются на один и тот же коэффициент, меньший 1. Следовательно, формула (5-57), как и предыдущие формулы, может быть записана в виде

$$\lambda_{к.н}=\lambda_к\left\{0,2+0,8\exp\left[-\left(\frac{k_1A_1+k_2A_2}{10,5}\right)^{1,3}\right]\right\}\qquad(4\text{-}59)$$

Проводимости рассеяния лобовых частей обмотки от насыщения стали сердечников не зависят.

Так как приведенные выше формулы содержат члены, зависящие, в свою очередь, от токов статора и ротора, то при расчете характеристик с учетом насыщения появляется необходимость в последовательных приближениях. Формулы, записанные в виде, приведенном выше, вследствие дифференцируемости облегчают итерационные процессы типа метода Ньютона.

Как уже отмечалось во второй главе, удобно рассматривать магнитную цепь статора в ее зубцовом слое как магнитно-анизотропную среду, обладающую различными магнитными проницае-

мостями по осям x и y. Если принимать постоянными магнитные проницаемости стали, то для μ_x и μ_y при статическом магнитном поле (токи в зубцах сердечников не протекают) можно получить следующие формулы:

$$\mu_x = \frac{1}{\frac{b_п}{t}\frac{1}{\mu_0} + \frac{b_z}{t}\frac{1}{\mu_{Fe}}};$$

$$\mu_y = \mu_{Fe}\frac{b_z}{t} + \mu_0\frac{b_п}{t}.$$

Используя понятие эквивалентной магнитной проницаемости μ_x при расчете магнитной проводимости прямоугольного паза, можно сразу же записать ($\mu_{Fe} = \infty$, $\mu_x = \mu_0 t/b_п$):

$$\mu_0\lambda_п = \mu_x\frac{b_п}{t}\lambda_п = \mu_x\lambda_п^*;$$

$$\lambda_п^* = \frac{h_1}{3t} + \frac{h_2}{t} \qquad (4\text{-}60)$$

и тем самым учесть влияние конечной магнитной проницаемости μ_{Fe} на магнитную проводимость $\lambda_п$. Для паза непрямоугольной формы, естественно, можно записать выражение для магнитной проводимости, как частное от деления потокосцеплений Ψ на ток:

$$\lambda_п = \frac{\Psi}{I} = \frac{1}{I}\left[\int_0^{h_1}\mu_x(y)H(y)w(y)\,dy + \int_{h_1}^{h_2}\mu_x(y)H(y)\,dy\right].$$

где $w(y)$ — доля числа витков, лежащих ниже некоторого y, при непрямоугольном пазе непропорциональная y/h_1; $\mu_x(y)$—магнитная проницаемость μ_x на высоте y от нижнего проводника.

Аналогично можно условиться, что при насыщении μ_x зависит от линейной нагрузки, и эта зависимость в большинстве случаев может быть представлена формулой типа

$$\mu_x = a + b\exp[-f(A)].$$

Для каждой машины эта зависимость может быть пересчитана в зависимость от тока статора в долях номинального тока:

$$\mu_x = c + d\exp[-\varphi(I/I_н)].$$

4-6. Влияние вытеснения тока в проводящих контурах

Под воздействием магнитных полей рассеяния в проводниках обмотки наводятся ЭДС, вызывающие токи, замыкающиеся внутри самих проводников, так называемые вихревые токи. При этом распределение плотности тока нагрузки по сечению провод-

ника изменяется: оно становится неравномерным. Это явление получило название вытеснения тока и может быть как полезным, так и вредным. В обмотке статора вытеснение тока имеет место во всех режимах, так как частота тока не меняется и вызывает добавочные потери. В обмотке ротора даже при значительных размерах проводников оно сказывается главным образом в пусковом режиме, так как в рабочих режимах частота тока невелика.

Рассмотрим прямоугольный паз, в котором расположен сплошной проводник высотой h (рис. 4-13, *а*), целиком заполняющий паз по ширине. При достаточно большой магнитной проницаемости стали сердечника можно считать, что напряженность магнитного поля практически имеет только составляющую, перпендикулярную оси паза, H_y. Если проводник не занимает всей ширины паза из-за наличия изоляции, то можно заменить его проводником, равным по ширине пазу, но имеющим удельную электрическую проводимость $\sigma^* = \sigma b/b_п$, где σ — реальная удельная проводимость металла, b — ширина проводника, $b_п$ — ширина паза. Используя уравнения Максвелла

$$\dot{J} = \operatorname{rot}\dot{H};\quad \operatorname{rot}\dot{E} = -\frac{\partial\dot{B}}{\partial t}$$

при синусоидальном изменении поля и тока во времени: $\dot{H} = \dot{H}_m e^{j\omega t}$, $\dot{J} = \dot{J}_m e^{j\omega t}$, после подстановки $\dot{E} = \dot{J}/\sigma = \operatorname{rot}\dot{H}/\sigma$ приходим к параболическому уравнению относительно $\dot{H}$:

$$\operatorname{rot}\left(\frac{1}{\sigma}\operatorname{rot}\dot{H}\right) = -\mu\frac{\partial\dot{H}}{\partial t} = -j\omega\mu\dot{H}.$$

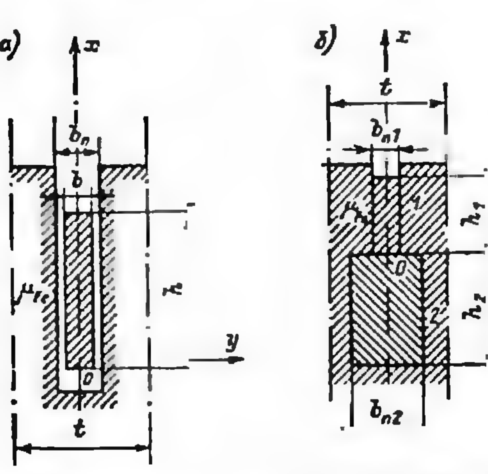


Рис. 4-13. К расчету вытеснения тока в прямоугольном ступенчатом пазу

Если ЭДС $\dot E$ и плотность тока $\dot J$ имеют только составляющую, направленную по оси z ($E = E_z$, $J = J_z$), то

$$\mathrm{rot}_z H = \frac{\partial H_x}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial x} = J_z = \frac{E_z}{\sigma};$$

$$\mathrm{rot}_y E = \frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} = \frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{\sigma}\frac{\partial H_y}{\partial x}\right) = -\mu\frac{\partial H_y}{\partial t}.$$

На границе паза и зубца $H_x = 0$; в силу симметрии $H_x = 0$ и на оси паза логично допустить, что и везде $H_x = 0$. Тогда для единственной составляющей H_y справедливо уравнение

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{\sigma}\frac{\partial \dot H_{ym}}{\partial x}\right) = \frac{\partial \dot B}{\partial t} = j\omega\mu\dot H_m,$$

из которого при $\sigma = \mathrm{const}$ получаем

$$\frac{\partial^2 \dot H_{ym}}{\partial x^2} - j\omega\mu\sigma\dot H_{ym} = 0. \qquad (4\text{-}61)$$

Для всех проводников, изготовленных не из ферромагнетика, можно считать, что $\mu = \mu_0$. Общее решение этого уравнения

$$\dot H = A\,\mathrm{sh}\,kx + B\,\mathrm{ch}\,kx,$$

где

$$k^2 = j\omega\mu\sigma;\quad k = (1+j)(0{,}5\omega\mu\sigma)^{0{,}5} = (1+j)\,\alpha.$$

На нижней границе стержня ($x = 0$) $\dot H_y = 0$, на верхней ($x = h$) $\dot H_{ym} = \dot I\sqrt{2}/b_п = \dot H_0$. Тогда в пределах проводника

$$\dot H_{ym}(x) = \dot H_0\frac{\mathrm{sh}\,kx}{\mathrm{ch}\,kh};\quad \dot J_{zm} = k\dot H_0\frac{\mathrm{ch}\,kx}{\mathrm{sh}\,kh}. \qquad (4\text{-}62)$$

Выше проводника $\dot H_{ym} = \dot H_0$ и $\dot J_{zm} = 0$.

Преобразуя гиперболические функции комплексного аргумента по известным правилам [7], получим выражения для модулей напряженности поля и плотности тока:

$$H_y(x) = H_0\sqrt{\frac{\mathrm{ch}\,2\alpha x - \cos 2\alpha x}{\mathrm{ch}\,2\alpha h - \cos 2\alpha h}};$$

$$J_z(x) = \sqrt{2}\,\alpha H_0\sqrt{\frac{\mathrm{ch}\,2\alpha x + \cos 2\alpha x}{\mathrm{ch}\,2\alpha h - \cos 2\alpha h}}. \qquad (4\text{-}63)$$

Интеграл вектора Пойнтинга по верхней границе паза составит

$$S|_{x=h} = b_п\left(\frac{\dot E_z\hat H_y}{2}\right) = \frac{b_п H_0^2 k\,\mathrm{ch}\,kh}{2\sigma\,\mathrm{sh}\,kh} = \frac{I^2 k\,\mathrm{ch}\,kh}{\sigma b_п\,\mathrm{sh}\,kh} = I^2 Z.$$

Тогда

$$Z = r + jx = \frac{(1+j)\,\alpha}{b_п\sigma}\frac{\mathrm{ch}\,kh}{\mathrm{sh}\,kh} = R_0\alpha h(\varphi + j\zeta) \qquad (4\text{-}64)$$

где R_0 — сопротивление продольному току;

$$\left.\begin{aligned} R_0 &= \frac{1}{\sigma b_п h}; \\ \varphi &= \frac{\mathrm{sh}\,2\alpha h + \sin 2\alpha h}{\mathrm{ch}\,2\alpha h - \cos 2\alpha h}; \\ \zeta &= \frac{\mathrm{sh}\,2\alpha h - \sin 2\alpha h}{\mathrm{ch}\,2\alpha h - \cos 2\alpha h}; \\ r &= R_0\alpha h\varphi;\quad x = R_0\alpha h\zeta. \end{aligned}\right| \qquad (4\text{-}64\text{а})$$

Потери в единице объема проводника на высоте x от дна паза составят

$$p(x) = \frac{b_п J^2}{2\sigma} = \frac{b_п H_0^2\alpha^2}{\sigma}\frac{\mathrm{ch}\,2\alpha x + \cos 2\alpha x}{\mathrm{ch}\,2\alpha h - \cos 2\alpha h}, \qquad (4\text{-}65)$$

а полные потери в пазу

$$P = \mathrm{Re}\left(\frac{\dot E\hat H}{2}\right)_{x=h} = \mathrm{Re}\left(\frac{b_п J\hat H}{2\sigma}\right)_{x=h} =$$

$$= \mathrm{Re}\left[\frac{H_0^2\alpha}{2\sigma}\left(\frac{\mathrm{sh}\,2\alpha h + \sin 2\alpha h}{\mathrm{ch}\,2\alpha h - \cos 2\alpha h} + j\frac{\mathrm{sh}\,2\alpha h - \sin 2\alpha h}{\mathrm{ch}\,2\alpha h - \cos 2\alpha h}\right)\right]. \qquad (4\text{-}66)$$

Средние потери на единицу высоты паза составляют

$$p_{ср} = \frac{P}{h} = \frac{b_п H_0^2\alpha}{2h\sigma}\frac{\mathrm{sh}\,2\alpha h + \sin 2\alpha h}{\mathrm{ch}\,2\alpha h - \cos 2\alpha h}. \qquad (4\text{-}67)$$

Отношение местных потерь на высоте x к средним будет

$$\frac{p(x)}{p_{ср}} = 2\alpha h\frac{\mathrm{ch}\,2\alpha x + \cos 2\alpha x}{\mathrm{sh}\,2\alpha h + \sin 2\alpha h}. \qquad (4\text{-}68)$$

Отношение потерь в проводнике на переменном токе к потерям на постоянном токе — так называемый коэффициент Фильда (коэффициент вытеснения)

$$k_r = \frac{P}{I^2}\sigma h b_п = \alpha h\frac{\mathrm{sh}\,2\alpha h + \sin 2\alpha h}{\mathrm{ch}\,2\alpha h - \cos 2\alpha h}. \qquad (4\text{-}69)$$

Коэффициент снижения индуктивного сопротивления части паза, занятой проводником, составляет

$$k_x = \mathrm{Im}\left(\frac{b_п\dot E\hat H}{2}\right)_{x=h}\frac{3b_п}{I^2\omega\mu_0 h}.$$

С учетом того, что $\omega\mu_0 = \frac{2\alpha^2}{\sigma}$ и $\dot I = \frac{\dot H_0 b_п}{\sqrt{2}}$, можно записать:

$$k_x = \frac{3}{2\alpha h}\,\frac{\operatorname{sh} 2\alpha h - \sin 2\alpha h}{\operatorname{ch} 2\alpha h - \cos 2\alpha h}. \qquad (4\text{-}70)$$

При большом аргументе $\alpha h \gg 1$ гиперболические функции намного превосходят тригонометрические и $\varphi + j\zeta \approx 1 + j$. При малом аргументе $\alpha h \ll 1$ $\varphi \approx 1/(\alpha h)$, $\zeta \approx {}^2/_3\,\alpha h$, и мы получим значения активного и индуктивного сопротивлений без учета вытеснения: $\operatorname{Re} Z = R_0 = (\sigma b_п h)^{-1}$, $x = \operatorname{Im} Z = \omega\mu_0 h/(3b_п)$. Обычно уже при $\alpha h > 1{,}6$ можно принимать, что $k_r = \alpha h$, а $k_x = \frac{3}{2\alpha h}$.

При частоте 50 Гц для меди $\alpha = 100\ м^{-1}$ и значение αh примерно равно высоте медного проводника в сантиметрах и 0,78 высоты алюминиевого проводника в сантиметрах. Следовательно, упрощенные формулы справедливы при высоте медного проводника более 16 мм и алюминиевого — более 20 мм.

При этом активное и индуктивное сопротивления стержня оказываются равными друг другу:

$$r = x = R_0\alpha h = 3X_0\,\frac{1}{2\alpha h} = \frac{1}{b_п}\sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}}, \qquad (4\text{-}71)$$

где R_0 и X_0 — активное и индуктивное сопротивление при отсутствии вытеснения тока. Тогда $X_0/R_0 = {}^2/_3\alpha^2h^2 = {}^2/_3k_r^2 = {}^2/_3k_x^2$, и предельное значение коэффициентов вытеснения оказывается зависящим только от отношений активного и индуктивного сопротивлений паза при отсутствии вытеснения тока, так же, как и предельные значения самих активных и индуктивных сопротивлений:

$$\left.\begin{aligned} &k_r = [3X_0/(2R_0)]^{0,5}; \quad k_x = [3R_0/(2X_0)]^{0,5};\\ &k_rR_0 = k_xX_0 = (3X_0R_0/2)^{0,5} = \frac{1}{b_п}\sqrt{\frac{\mu_0\omega}{2\sigma}}. \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}72)$$

Из выражения (4-64) следует, что $Z = R_0k_r + jX_0k_x$, однако нужно помнить, что вытеснение тока, как и насыщение, имеет место только для части проводника, лежащей в сердечнике. Поэтому на k_x нужно умножить только часть X_0, соответствующую пазовой части магнитной проводимости и расчетной длине сердечника (без лобовых частей); то же самое можно сказать и о k_r. При подстановке значений параметров в схему замещения используются иные значения k_r и k_x, а именно

$$k_r^\bullet = k_r\,\frac{l_i - 0{,}5n_rb_r}{0{,}5l_в}; \quad k_x^\bullet = k_x\,\frac{\lambda_{п1}}{\Sigma\lambda},$$

где $\lambda_{п1}$ — проводимость рассеяния для части паза, занятой проводником; $0{,}5l_в$ — длина полувитка.

Полезно отметить здесь еще одно обстоятельство. Если рассматривать не внутренность паза, а все пазовое деление как электрически и магнитно однородную, но анизотропную среду с эквивалентной магнитной проницаемостью $\mu_э = \mu_0 t/b_п$ и удельной проводимостью $\sigma_э = \sigma t/b_п$, так что коэффициенты α и k остаются неизменными, а $H_{0э} = \dot I\sqrt{2}/t$, то в формулы для определения потерь следует подставлять вместо $\dot I\sqrt{2}/(\sigma b_п)$ величину $\dot H_{0э}\ t/\sigma_э$. При этом потери сохраняют прежнее значение, так же как и индукция:

$$\dot B_x = \mu_0\dot H_0 = \mu_э\dot H_{0э} = \mu_э\dot I\sqrt{2}/t;$$

иными словами, замена паза эквивалентной магнитно-анизотропной средой не меняет результатов расчета активных и индуктивных сопротивлений.

Проводники в пазах роторов асинхронных машин часто имеют непрямоугольную форму. Наиболее распространенными формами являются клиновая, обратная клиновая и различные виды бутылочного профиля, показанные на рис. 4-2. Обычно эту форму можно аппроксимировать с достаточной точностью несколькими прямоугольными участками.

Если заменить паз непрямоугольной формы зубцовым делением, эквивалентная магнитная проницаемость которого и эквивалентная электрическая проводимость изменяются в зависимости от координаты x, то уравнение (4-61), получаемое из общих уравнений Максвелла, в этом случае будет иметь вид

$$\frac{\partial^2\dot H}{\partial x^2} + \sigma_э\,\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{\sigma_э}\right)\frac{\partial\dot H}{\partial x} - j\omega\mu_э\sigma_э\dot H = 0. \qquad (4\text{-}73)$$

Если разбить паз по высоте на ряд участков с параллельными стенками, то в пределах участка $\mu_э$ и $\sigma_э$ неизменны и, следовательно, второй член левой части уравнения (4-73) будет равен нулю. Тогда уравнение (4-73) преобразуется к виду (4-61), а на границах участков будут выполняться следующие граничные условия

$$\dot H_1 = \dot H_2; \quad \frac{1}{\sigma_{э1}}\frac{\partial\dot H_1}{\partial x} = \frac{1}{\sigma_{э2}}\frac{\partial\dot H_2}{\partial x}.$$

При двух участках по высоте паза, что соответствует, например, пазам на рис. 4-2 (поз. *17*, «нижняя» клетка или приближенно поз. *14*, если формы пазов верхней и нижней клеток, отлитых заодно из алюминиевого сплава, аппроксимировать прямоугольниками), получим расчетную схему, показанную на рис. 4-13, *б*.

Рассмотрим вначале некоторые почти очевидные случаи. Пусть паз ступенчатой или другой, сужающейся к открытию формы сечением q_a заполнен однородным материалом и верхняя его часть может быть аппроксимирована прямоугольным участком высотой h_1

и шириной b_1. Если частота тока такова, что для этого участка $\alpha_1 h_1 > 1{,}6$, то практически весь ток сосредоточен в нем на высоте $\Delta = 1/\alpha$. Коэффициент вытеснения k_r для прямоугольного паза, равный αh, фактически представляет собой отношение сопротивлений участка паза высотой $1/\alpha$ и всего паза высотой h. Для паза произвольной формы с прямоугольным верхним участком коэффициент вытеснения также составит отношение сопротивления участка шириной b_1 и высотой $1/\alpha$, равного $\alpha/b_1\sigma$, к сопротивлению всего паза, равному $R_0 = \dfrac{1}{\sigma q_n}$:

$$k_r = \alpha q_n/b_1 = \alpha h_э. \qquad (4\text{-}74)$$

Аналогично коэффициент вытеснения для индуктивного сопротивления будет в этом случае отношением

$$k_x = \frac{\alpha}{\sigma_1 b_1}\,\frac{1}{\lambda_n}. \qquad (4\text{-}75)$$

Следовательно, чем шире нижняя часть паза, тем больший максимальный коэффициент вытеснения может быть достигнут при максимальной рабочей частоте.

Если рассмотреть теперь расчетную схему рис. 4-13, *б*, заменив паз ступенчатой формы прямоугольным с различной эквивалентной удельной проводимостью на каждом участке $\sigma_{1э}$ и $\sigma_{2э}$, то уравнение для напряженности поля будет иметь следующие решения:

$$\dot H_1 = C_1 \operatorname{sh} k_1 x + D_1 \operatorname{ch} k_1 x;$$

$$\dot H_2 = C_2 \operatorname{sh} k_2 x + D_2 \operatorname{ch} k_2 x.$$

На нижней границе паза $x = -h_2$, $\dot H_2 = 0$ и, следовательно, $C_2 = D_2 \operatorname{cth} k_2 h_2$. Тогда

$$\dot H_2 = D_2 \frac{\operatorname{sh} k_2 (x + h_2)}{\operatorname{sh} k_2 h_2}.$$

На нижней границе верхнего проводника $x = 0$, $\dot H_1 = \dot H_2$ и, следовательно, $D_1 = D_2$. На этой же границе должно соблюдаться условие $\dot E_1 = \dot E_2$ или, иначе, $\dot J_1/\sigma_{1э} = \dot J_2/\sigma_{2э}$, что дает $C_1 = D_2 \sigma_{1э} k_2 \operatorname{cth} k_2 h_2/(k_1 \sigma_{2э})$.

Тогда выражение для H_1 приобретает следующий вид:

$$\dot H_1 = D_2\left(\frac{k_2 \sigma_{1э}}{k_1 \sigma_{2э}} \operatorname{cth} k_2 h_2 \operatorname{sh} k_1 x + \operatorname{ch} k_1 x\right).$$

На верхней границе верхнего проводника $H = I\sqrt{2}/t$ и, следовательно,

$$D_1 = D_2 = \frac{\dot I\sqrt{2}}{t}\left[\frac{\sigma_{1э}}{k_1} \operatorname{sh} k_1 h_1 \left(\frac{\operatorname{ch} k_2 h_2}{\operatorname{sh} k_2 h_2}\,\frac{k_2}{\sigma_{2э}} + \frac{\operatorname{ch} k_1 h_1}{\operatorname{sh} k_1 h_1}\,\frac{k_1}{\sigma_{1э}}\right)\right]^{-1}.$$

Тогда

$$\left.\begin{aligned}
\dot H_1 &= \frac{\dot I\sqrt{2}}{t}\,\frac{\dfrac{\operatorname{sh} k_1 x}{\operatorname{sh} k_1 h_1}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_2 h_2}{\operatorname{sh} k_2 h_2}\,\dfrac{k_2}{\sigma_{2э}} + \dfrac{k_1}{\sigma_{1э}}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_1 x}{\operatorname{sh} k_1 h_1}}{\dfrac{k_2 \operatorname{ch} k_2 h_2}{\sigma_{2э} \operatorname{sh} k_2 h_2} + \dfrac{k_1 \operatorname{ch} k_1 h_1}{\sigma_{1э} \operatorname{sh} k_1 h_1}};\\
\dot J_1 &= \frac{\dot I\sqrt{2}}{t}\,\frac{k_1 \dfrac{\operatorname{ch} k_1 x}{\operatorname{sh} k_1 h}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_2 h_2}{\operatorname{sh} k_2 h_2}\,\dfrac{k_2}{\sigma_{2э}} + \dfrac{k_1^2}{\sigma_{1э}}\,\dfrac{\operatorname{sh} k_1 x}{\operatorname{sh} k_1 h}}{\dfrac{k_2 \operatorname{ch} k_2 h_2}{\sigma_{2э} \operatorname{sh} k_2 h_2} + \dfrac{k_1}{\sigma_{1э}}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_1 h_1}{\operatorname{sh} k_1 h_1}};\\
\dot H_2 &= \frac{\dot I\sqrt{2}}{t}\,\frac{k_1}{\sigma_{1э}}\,\frac{\dfrac{1}{\operatorname{sh} k_1 h_1}\,\dfrac{\operatorname{sh} k_2 (h_2 + x)}{\operatorname{sh} k_2 h_2}}{\dfrac{k_2 \operatorname{ch} k_2 h_2}{\sigma_{2э} \operatorname{sh} k_2 h_2} + \dfrac{k_1 \operatorname{ch} k_1 h_1}{\sigma_{1э} \operatorname{sh} k_1 h_1}};\\
\dot J_2 &= \frac{\dot I\sqrt{2}}{t}\,\frac{k_1}{\sigma_{1э}}\,\frac{\dfrac{k_2}{\operatorname{sh} k_1 h_1}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_2 (h_2 + x)}{\operatorname{sh} k_2 h_2}}{\dfrac{k_2 \operatorname{ch} k_2 h_2}{\sigma_{2э} \operatorname{sh} k_2 h_2} + \dfrac{k_1 \operatorname{ch} k_1 h_1}{\sigma_{1э} \operatorname{sh} k_1 h_1}}.
\end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}76)$$

Интеграл вектора Пойнтинга по верхней границе верхнего проводника составит

$$S|_{x=h_1} = \frac{\dfrac{I^2}{t}\left[\dfrac{k_1}{\sigma_{1э}}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_1 h_1}{\operatorname{sh} k_1 h_1}\,\dfrac{k_2}{\sigma_{2э}}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_2 h_2}{\operatorname{sh} k_2 h_2} + \left(\dfrac{k_1}{\sigma_{1э}}\right)^2\right]}{\dfrac{k_2}{\sigma_{2э}}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_2 h_2}{\operatorname{sh} k_2 h_2} + \dfrac{k_1}{\sigma_{1э}}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_1 h_1}{\operatorname{sh} k_1 h_1}} =$$

$$= I^2\,\frac{\dfrac{k_1}{\sigma_1 b_{n1}}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_1 h_1}{\operatorname{sh} k_1 h_1}\,\dfrac{k_2}{\sigma_2 b_{n2}}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_2 h_2}{\operatorname{sh} k_2 h_2} + \left(\dfrac{k_1}{\sigma_1 b_{n1}}\right)^2}{\dfrac{k_1}{\sigma_1 b_{n1}}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_1 h_1}{\operatorname{sh} k_1 h_1} + \dfrac{k_2}{\sigma_2 b_{n2}}\,\dfrac{\operatorname{ch} k_2 h_2}{\operatorname{sh} k_2 h_2}} = I^2 Z_n. \qquad (4\text{-}76а)$$

Если $\alpha_1 h_1 > 1{,}6$, то выражение для эквивалентного сопротивления приобретает следующий вид:

$$Z_э = R_{01}\frac{k_1}{\sigma_1 b_{п1}}\,\frac{R_{02}\dfrac{k_2}{\sigma_2 b_{п2}} + R_{01}\dfrac{k_1}{\sigma_1 b_{п1}}}{R_{02}\dfrac{k_2}{\sigma_2 b_{п2}} + R_{01}\dfrac{k_1}{\sigma_1 b_{п1}}} = R_{01}(1+j)\,\alpha_1 h_1 = Z_1, \qquad (4\text{-}77)$$

что соответствует предыдущим рассуждениям. Из выражений (4-76) легко получаются довольно громоздкие формулы, содержащие только гиперболические и тригонометрические функции действительного аргумента, которые, однако, вследствие громоздкости мало пригодны к анализу. Вычисление непосредственно по формулам (4-76) легко осуществляется на любой ЭВМ при помощи алгоритмического языка, содержащего встроенные функции комплексного аргумента, например фортрана-77. Один из возможных вариантов программы для вычисления $Z_э$ приведен в программе 4-1.

Из суммарного сопротивления $Z_э$ можно выделить отдельные составляющие: полные сопротивления верхнего и нижнего стержня Z_{11}, Z_{22} и их взаимное сопротивление Z_{12}. Для этого воспользуемся отношениями H_1 при $x = h_1$ к H_2 при $x = 0$, которые пропорциональны токам в верхнем и нижнем стержнях и обратно пропорциональны собственным их сопротивлениям $Z_1 = Z_{11} - Z_{12}$ и $Z_2 = Z_{22} - Z_{12}$, а также учтем, что

$$Z_э = \frac{Z_{11}Z_{22} - Z_{12}^2}{Z_{11} + Z_{22} - 2Z_{12}} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z_{12};$$

при этом член $\left(\dfrac{k_1}{b_{п1}\sigma_1}\right)^2$ в (4-76а) преобразуем к виду $\left(\dfrac{k_1}{\sigma_1 b_{п1}}\right)^2 \dfrac{\operatorname{ch}^2 k_1 h_1 - 1}{\operatorname{sh}^2 k_1 h_1}$.

Тогда получим:

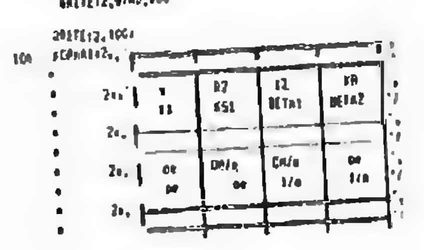
$$\left.\begin{aligned}
Z_{22} &= \frac{k_2}{\sigma_2 b_{п2}}\,\frac{\operatorname{ch} k_2 h_2}{\operatorname{sh} k_2 h_2} + \frac{2k_1(\operatorname{ch} k_1 h_1 - 1)}{\sigma_1 b_{п1}\operatorname{sh} k_1 h_1};\\
Z_{11} &= \frac{k_1}{\sigma_1 b_{п1}}\,\frac{\operatorname{ch} k_1 h_1}{\operatorname{sh} k_1 h_1};\\
Z_{12} &= \frac{k_1(\operatorname{ch} k_1 h_1 - 1)}{\sigma_1 b_{п1}\operatorname{sh} k_1 h_1};\\
Z_2 &= \frac{k_2}{\sigma_2 b_{п2}}\,\frac{\operatorname{ch} k_2 h_2}{\operatorname{sh} k_2 h_2} + \frac{k_1(\operatorname{ch} k_1 h_1 - 1)}{\sigma_1 b_{п1}\operatorname{sh} k_1 h_1};\\
Z_1 &= \frac{k_1}{\operatorname{sh} k_1 h_1\,\sigma_1 b_{п1}}.
\end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}78)$$

Расчет коэффициентов k_r и k_x сложного паза

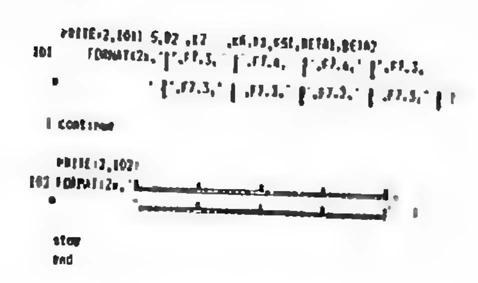
Паз состоит из двух прямоугольных участков.
Расчет ведется по формулам (4-76). Задаются размеры участков,
магнитные проницаемости и удельные электрические проводимости
частота и число точек, в которых изменяется скольжение.
Определяются $k_r(s)$ и $k_x(s)$

```
integer *
real mu1,mu2,[illegible]
complex [illegible]
open(1,file='double.dat',status='old')
open(2,file='[illegible]',status='new')
write(*,*)'программа расчета [illegible]'
READ (1,*) [illegible]
READ(1,*)[illegible],SIG1,SIG2,mu1,mu2,[illegible]
WRITE(2,3)[illegible],MU1,MU2,SIG1,SIG2,[illegible]
3 FORMAT(5X,'[illegible]',[illegible]
*        5X,'OMEGA='E12.5,'   MU1,MU2=',2E12.5/
*        5X,'SIGMA1,SIGMA2=',2E12.5,'   [illegible]',[illegible]
*,'  [illegible]',E12.5)
[illegible]
9 format(2x,3e11.3)
WRITE(2,9)[illegible]
```

```
WRITE(2,100)
100 FORMAT(2x,'[illegible]
```



```
[illegible]
do 1 n=1,m+1
[illegible]
BETA1=SQRT(OMEGA*[illegible]*SIG1/2.)
BETA2=SQRT(OMEGA*[illegible]*SIG2/2.)
[illegible]
[illegible]
[illegible]
[illegible]
[illegible]
[illegible]
[illegible]
[illegible]
[illegible]
[illegible]
[illegible]
[illegible]
[illegible]
```



Теперь рассмотрим случай, когда в верхнем стержне $\alpha_1 h_1 < 1$, т. е. в нем нет вытеснения тока. В машине с двумя клетками ротора верхний стержень обычно выполняется из металла повышенного сопротивления, что позволяет увеличить пусковой момент, поэтому вытеснение в нем становится заметным только при достаточно больших размерах. Заметим попутно, что при уменьшении $\alpha_1 h_1$ Z_1 стремится к R_{01}, а Z_{12} — к $0,5\, j\omega\mu_0 h/b_{п1} = jx_{12}$. В заводской практике обычно принимается, что $x_1 = 0$, а $x_{12} = x_{11} = \dot{x}_1$. Как видно из приведенных формул, для прямоугольных стержней $x_{12} = {}^3/_2\dot{x}_1$, а $x_2 = \dot{x}_2 + x_{12}$, где $\dot{x}_1$ и $\dot{x}_2$ — собственные индуктивные сопротивления части прямоугольного паза, занятой проводником. Объясняется это тем обстоятельством, что при отсутствии тока в верхнем стержне полное собственное сопротивление нижнего стержня определяется всем потоком, проходящим в пазу выше него, а взаимное — только половиной этого потока. Однако при наличии расстояния между верхним стержнем и верхней границей паза эта разница уменьшается и формулы для расчета собственных и взаимных сопротивлений двойных клеток, приведенные в § 4-4, становятся более точными. Положим, что $x_1 = 0$, $x_2 = \dot{x}_2$; тогда, преобразуя выражение для эквивалентного сопротивления, получаем

$$Z_э = r_э + j(x_э + x_{12}) = \frac{r_1 r_2 (r_1 + r_2) + x_2^2 r_1}{(r_1 + r_2)^2 + x_2^2} + j\frac{x_2 r_1^2}{(r_1 + r_2)^2 + x_2^2} + jx_{12}. \qquad (4\text{-}79)$$

При рабочей частоте обычно $x \ll r$, и в этом случае

$$\dot{r}_э = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2}; \qquad \dot{x}_э = \frac{x_2 r_1^2}{(r_1 + r_2)^2}. \qquad (4\text{-}80)$$

Обозначив $r_2/r_1 = \alpha$ и $\dot{x}_э/\dot{r}_э = \beta$, получим, что

$$r_э = \dot{r}_э\left(1 + \frac{\alpha\beta^2}{1 + \alpha^2\beta^2}\right); \qquad x_э = \dot{x}_э\frac{1}{1 + \alpha^2\beta^2}.$$

Следовательно, значения k_x и k_r составят:

$$k_x = \frac{1}{1 + \alpha^2\beta^2}; \qquad k_r = 1 + \alpha\beta^2 k_x. \qquad (4\text{-}81)$$

При расчете r_2 и x_2 в пусковом режиме, если размеры нижнего стержня достаточно велики, необходимо также учесть его собственное вытеснение, умножив r_2 на k_{r2}, а магнитную проводимость части паза, занятой проводником, на k_{x2}:

$$\lambda_{п2} = \frac{h_2}{3b_{п2}}k_{x2} + \frac{h_0}{b_0}$$

Опыт показывает, что такие уточнения могут быть существенными для крупных машин.

Интересно, что на основе выражений (4-81), содержащих всего два параметра, можно сделать выводы об оптимальном их выборе. Если искать оптимальную величину α, предоставляющую максимум k_r, то она будет равна $1/\beta$ и при этом k_r составит $1 + 0,5\,\beta$, а k_x составит 0,5.

В конструкции двойных клеток применяется часто так называемое шахматное расположение пазов, когда пазы одной клетки чередуются с пазами другой и обе системы имеют форму, показанную на рис. 4-2, поз. *16* или *17*. В этом случае можно считать, что взаимным для двух клеток является только поток рассеяния в зазоре, а пазовый поток рассеяния вызывает собственные индуктивные сопротивления. Это, однако, не совсем справедливо, так как при насыщении стали часть потока рассеяния одной системы пазов будет замыкаться и поперек пазов другой системы вместо того, чтобы «обходить» их. Особенно это относится к клетке, изображенной на рис. 4-2, поз. *17*: при высокой частоте тока в роторе, что имеет место при пуске, поток рассеяния «верхней» клетки замыкается через мостики пазов нижней клетки и насыщает их, в результате чего проводимость пазового рассеяния «верхней» клетки существенно снижается. Поэтому при расчете индуктивных сопротивлений ротора в данном случае проводимость «мостика» нужно определять по суммарной линейной нагрузке ротора, а не одного закрытого паза, а проводимость рассеяния «верхних» пазов — умножать на дополнительный коэффициент насыщения. Наиболее правильным будет в этом случае расчет по картине магнитного поля с учетом насыщения стали.

Если считать, что при шахматном расположении пазов двух клеток собственное индуктивное сопротивление верхней и нижней клеток не равно нулю, то полное эквивалентное сопротивление составит

$$Z_э = \frac{(r_1 + jx_1)(r_2 + jx_2)}{r_1 + r_2 + j(x_1 + x_2)} + jx_{12} =$$

$$= \frac{\dfrac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} + \dfrac{x_1^2 r_2 + x_2^2 r_1}{(r_1 + r_2)^2}}{1 + \left(\dfrac{x_1 + x_2}{r_1 + r_2}\right)^2} + jx_{12} +$$

$$+ j \frac{\dfrac{x_1 r_2^2 + x_2 r_1^2}{(r_1 + r_2)^2} + \dfrac{x_1 x_2 (x_1 + x_2)}{(r_1 + r_2)^2}}{1 + \left(\dfrac{x_1 + x_2}{r_1 + r_2}\right)^2}.$$

При низкой частоте

$$r_э^{\bullet} = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} = \frac{r_2}{1 + \alpha};$$

$$x_э^{\bullet} = \frac{x_1 r_2^2 + x_2 r_1^2}{(r_1 + r_2)^2} = \frac{x_2 + x_1 \alpha^2}{(1 + \alpha)^2}.$$

Обозначив

$$\gamma = \frac{x_1}{x_2}; \qquad \beta = \frac{x_э^{\bullet}}{r_э^{\bullet}} = \frac{x_2 (1 + \gamma\alpha^2)}{r_2 (1 + \alpha)},$$

получим в результате

$$\left.\begin{aligned} k_r &= \frac{1 + \dfrac{\beta^2 \alpha (1 + \alpha)(1 + \alpha\gamma^2)}{(1 + \gamma\alpha^2)^2}}{1 + \dfrac{\beta^2 \alpha^2 (1 + \gamma)^2}{(1 + \gamma\alpha^2)^2}}; \\ k_x &= \frac{1 + \dfrac{\gamma\beta^2 (1 + \alpha)^2 (1 + \gamma)}{(1 + \gamma\alpha^2)^2 (\gamma + \alpha^2)}}{1 + \dfrac{\beta^2 \alpha^2 (1 + \gamma)^2}{(1 + \gamma\alpha^2)^2}}. \end{aligned}\right\} \qquad (4\text{-}82)$$

Как можно убедиться непосредственным расчетом, коэффициенты вытеснения в этом случае меньше отличаются от единицы, чем при расположении клеток в одних и тех же пазах. И в этом случае можно найти оптимальные значения α и γ, однако для крупных машин вопрос выбора параметров обмотки ротора решается с учетом требований к термической и механической ее стойкости (см. главу 6).

Вытеснение тока в обмотке статора вызывает добавочные потери, расчет которых можно провести на основе тех же уравнений электромагнитного поля для случая многовитковой обмотки. В обмотке статора по всем виткам катушки протекает один и тот же ток. Пусть в пазу содержится $S_п$ витков по высоте, состоящих из нескольких проводников, так что общее число проводников по вы-

соте паза N равно или кратно $S_п$. Вывод формул для определения k_r и k_x достаточно подробно изложен в доступной литературе [3, 12], поэтому мы не останавливаемся на нем и сразу приведем практическую формулу для определения k_r:

$$k_r = 1 + k_1 \varepsilon \varphi + k_2 \varepsilon^2 c. \qquad (4\text{-}83)$$

Здесь k_1 представляет собой средний по высоте паза коэффициент вытеснения, вызванный как полем, созданным самим проводником, лежащим на данной высоте от дна паза, так и всеми проводниками, лежащими ниже него, при условии, что в пазу лежат полукатушки, принадлежащие одной фазе обмотки:

$$k_1 = 0{,}107 \left(\frac{f}{50}\right)^2 \left(\frac{b_{пр}}{b_п}\right)^2 N^4 a^4 \cdot 10^8; \qquad (4\text{-}84)$$

φ — коэффициент, учитывающий фазовый сдвиг полукатушек, лежащих в одном пазу; ε — отношение расчетной длины сердечника к длине полувитка;

$$\varepsilon = \frac{l_s - 0{,}5 n_r b_r}{0{,}5 l_a}.$$

При большом значении k_1 целесообразно учитывать его зависимость от сокращения шага, имеющего место в двухслойных обмотках. Коэффициент φ зависит от сокращения шага β и числа фаз; его значения для основной гармонической тока и гармонических порядка $2mk \pm 1$ приведены в табл. 4-2.

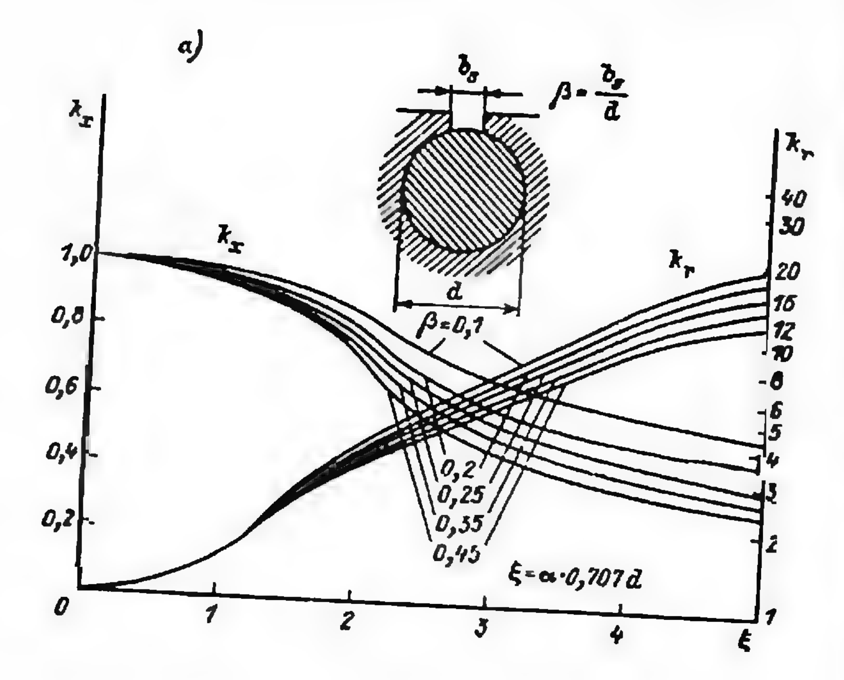
Таблица 4-2

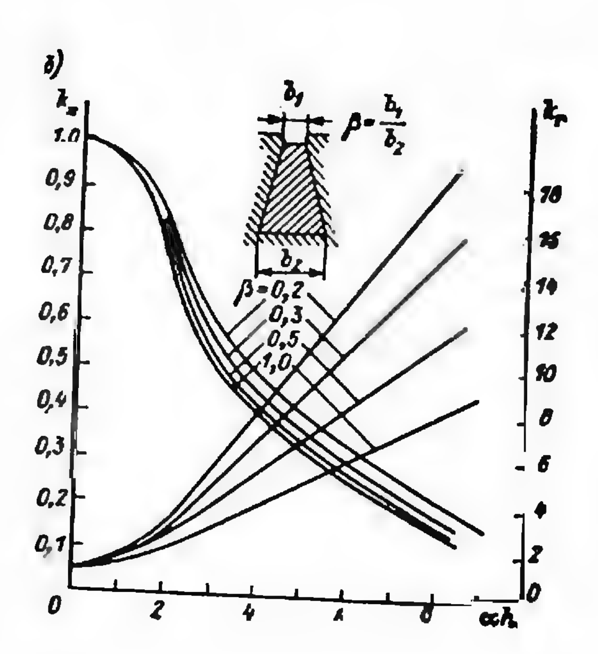
m	Значение φ при β, равном					
	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]	[illegible]
6	0,3	0.437	0.625	0.813	0,95	1,0
3	0,344	0,437	0,625	0,813	0,906	1,0

Для гармонических тока порядка $6k \pm 1$, где $k = 1, 3, 5 \ldots$, в шестифазной обмотке значения φ будут другими. В практике чаще всего принимается $\varphi = 1$, однако это может дать большую ошибку при несинусоидальном напряжении.

Величина k_2 представляет собой коэффициент вытеснения, вызванный вихревыми токами в последовательно соединенных витках катушек, не имеющих транспозиции в лобовой части (транспозиция учитывается множителем c):

$$k_2 = \frac{0{,}019}{S_п^2} \left(\frac{f}{50}\right)^2 \left(\frac{b_{пр}}{b_п}\right)^2 (Na)^4 \cdot 10^8. \qquad (4\text{-}85)$$





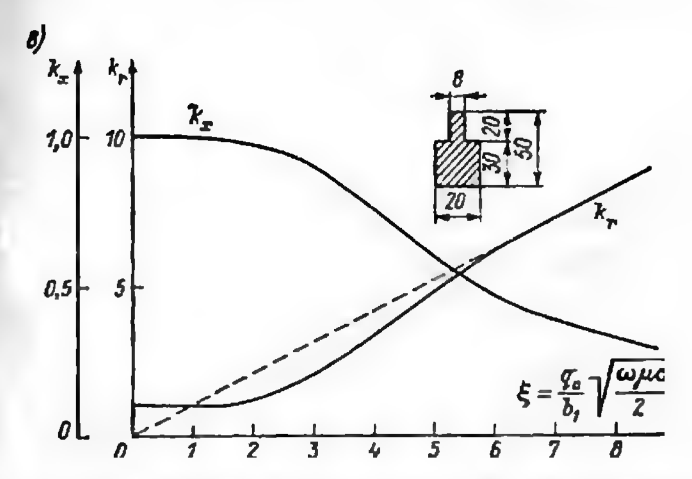


Рис. 4-14. Коэффициенты вытеснения для пазов различной формы

Коэффициент c в зависимости от числа витков в катушке $w_к$ и сокращения шага обмоток принимает значения, приведенные в табл. 4-3.

Таблица 4-3

β	Значение c при $w_к$, равном				
	2	3	4	5	Более 5
0,8	0,08	0,11	0,13	0,18	$0{,}8 - \frac{4\beta}{w_к}$
0,85	0,08	0,08	0,1	0,16	
0,9	0,08	0,08	0,08	0,13	

В заключение приведем удобные для читателя графические зависимости k_r и k_x для проводников различной формы от основных размеров, показанные на рис. 4-14. Эти зависимости построены по формулам, выведенным различными авторами. Программы для расчета параметров схем замещения чаще всего строятся так, чтобы использовать эти формулы непосредственно, хотя некоторые из них требуют значительного машинного времени и объема памяти. Для тех случаев, когда не требуется очень высокой точности, можно прибегнуть к машинной кусочно-линейной аппроксимации зависимостей, приведенных на рис. 4-14, или к оценке предельных значений k_r и k_x по формулам (4-74) и (4-75).

В качестве примера на рис. 4-14, *в* приведены зависимости k_r и k_x от $\xi = \frac{q_a}{b_1}\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$, полученные по программе 4-1 для па-

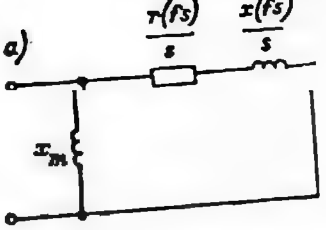
за, размеры которого показаны на том же рисунке. Время, требующееся для расчета такой характеристики, составляет несколько секунд, что, по-видимому, оправдывает включение таких процедур в общую программу проектирования машины. При определении индуктивного сопротивления при низкой частоте x_0 использовалась, как можно заметить из текста программы, точная, а не приближенная формула.

4-7. Массивный ротор

Массивный ротор асинхронного двигателя может выполняться без клетки или с клеткой. Применение массивных роторов без клеток диктуется в основном требованиями механической прочности: поковка ротора может быть выполнена из высокопрочной стали и в этом случае выдерживает значительные напряжения. Поэтому массивные роторы применяются главным образом в быстроходных двигателях. Удельное электрическое сопротивление стали в 10—30 раз выше, чем у меди, поэтому при асинхронном пуске массивный ротор может развить значительно более высокий пусковой момент, нежели ротор с клеткой. Однако эти положительные свойства массивного ротора ведут к ухудшению рабочих характеристик: из-за большого сопротивления ротора повышаются потери в нем, а кроме того, повышаются добавочные потери, вызванные высшими гармониками поля на поверхности ротора. Чтобы обеспечить снижение поверхностных потерь, приходится увеличивать зазор, что приводит к росту намагничивающего тока и дополнительной нагрузке обмотки статора. Поэтому номинальная мощность двигателя с массивным ротором в тех же габаритах оказывается более низкой, чем двигателя с шихтованным ротором и клеткой, на 25—35 % при пониженном КПД.

Если в массивном роторе сделать клетку из хорошо проводящего материала (меди или алюминия), то его рабочие характеристики улучшаются и габаритная мощность приближается к мощности обычного двигателя. Уменьшению потерь в роторе способствуют также закрытые пазы на статоре или магнитные клинья. Массивный ротор с клеткой или без клетки обладает также повышенной по сравнению с обычным ротором термической стойкостью в переходных процессах; кроме того (см. главу 6), его пусковой коэффициент мощности и пусковой КПД оказываются более высокими, что делает эту конструкцию выгодной для повторно-кратковременной работы.

Схема замещения массивного ротора показана на рис. 4-15, *а* и состоит из одного контура, содержащего последовательно включенные активное и индуктивное сопротивления массива: $[r(fs) + jx(fs)]/s$. Сопротивление массивного проводящего ротора можно считать обратно пропорциональным площади поперечного сечения области, в которой распределен ток; эта площадь пропорциональна



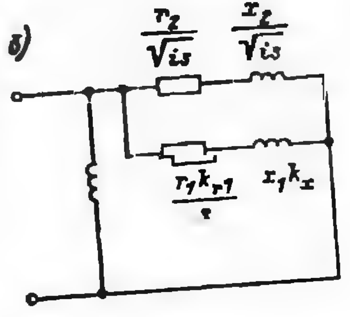
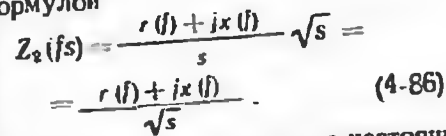


Рис. 4-15. Эквивалентная схема массивного ротора

глубине проникновения поля и в металлы и, следовательно, обратно пропорциональна частоте тока в роторе, иначе говоря скольжению, в степени $^1/_2$. То же справедливо относительно внутреннего индуктивного сопротивления массива. Предполагая, что основная волна индукции синусоидальна, а число фаз ротора бесконечно, считаем, что дифференциальное рассеяние гладкого массивного ротора отсутствует. Следовательно, в схеме замещения полное сопротивление будет выражаться формулой



$$Z_2(fs) = \frac{r(f) + jx(f)}{s}\sqrt{s} = \frac{r(f) + jx(f)}{\sqrt{s}}. \qquad (4\text{-}86)$$

В зарубежной литературе до настоящего времени продолжаются дискуссии относительно определения эквивалентной глубины проникновения поля в материал ротора Δ и отношения x/r. В отечественной практике утвердилась концепция, основанная на трудах Л. Р. Неймана [38], согласно которой для большинства ферромагнетиков $x/r = 0{,}6$ (фазовый угол 31°), а эффективная глубина проникновения определяется напряженностью магнитного поля на границе ротора $H_e = A$:

$$\Delta = \frac{1}{100}\sqrt{\frac{A}{f}}. \qquad (4\text{-}87)$$

В заводской практике применяется также формула

$$\Delta = \sqrt{\frac{1}{\omega\mu\sigma}}, \qquad (4\text{-}88)$$

где μ находится по кривой намагничивания $B = f(H_e)$; H_e — это напряженность поля на поверхности ротора:

$$H_e = \frac{4 m_1 w_1 k_{об1}}{\pi^2 D_{a2} k_н} I'_2. \qquad (4\text{-}89)$$

Здесь $k_н$ отражает влияние насыщения на форму поля и составляет 0,80—0,88.

Формулы для определения приведенных к обмотке статора r_2' и x_2' имеют следующий вид:

$$r_2' = \frac{4m_1 (w_1 k_{об1})^2 l_{t1} k_T}{\sigma_2 D_{a2} \Delta} \left(1 + \frac{D_{a2}}{p l_{t2}}\right)$$

$$x_2' = a r_2' \approx 0{,}6 r_2'. \qquad (4\text{-}90)$$

Здесь $k_T = [1 + \alpha_T (\Theta - \Theta_0)]^{0,5}$; с учетом насыщения $a = 1{,}96/(H_z)^{0,125}$.

При расположении на роторе полузакрытых пазов с относительно узкими шлицами сопротивление стального массива ротора незначительно отличается от сопротивления сплошной поковки и может определяться по формулам (4-90).

Определение тока статора и ротора по эквивалентному сопротивлению, составляющие которого $r/\sqrt{s}$ и $x/\sqrt{s}$ сами зависят от тока, требует для каждого скольжения решения алгебраического уравнения, в общем виде не разрешимого в радикалах. Его несложно решить графически или численно, например, используя метод Ньютона. Вычислительный процесс удовлетворительно сходится даже при простой итерации, что было показано еще в [39].

Более сложные теоретические проблемы возникают при расчете эквивалентных параметров массивного ротора с медной или алюминиевой клеткой, размещенной в пазах определенной формы.

Естественно предположить, что в схеме замещения ротора должна в этом случае появиться ветвь, параллельная ветви, эквивалентирующей влияние массива, но характеризующаяся другой зависимостью сопротивлений от скольжения. Такой подход не вызывает принципиальных возражений, однако возникает вопрос о взаимном влиянии токов, протекающих в медной обмотке и массивных зубцах, на поле в соседних участках, т. е. зубцов на пазы и пазов на зубцы.

Действительно, если представить себе, что содержимое паза отделено от его стенок достаточным промежутком, например, за счет изоляции, то можно предположить, что поле в стержне и зубце таково, как если бы они не влияли друг на друга. Иначе говоря, вытеснение тока в стержне происходит так, как при непроводящих зубцах, а в зубце — так, как в сплошном массиве. Граничные условия равенства векторов поля H и E имеют место на промежуточной границе в непроводящей среде. Очевидно также, что это допущение тем ближе к истине, чем шире стержень и зубец по отношению к глубине проникновения поля в их материал и чем больше расстояние между их границами. Если же стержень в пазу и зубец граничат друг с другом, что и имеет место в клетках короткозамкнутых роторов, то в пограничной зоне каждого из них на глубине, сравнимой с глубиной проникновения, вследствие соблюдения граничных условий поле будет распределяться иначе: в пограничной зоне зубца вытеснение будет меньше, чем на его середине, а

в пограничной зоне стержня — больше, чем на его середине. В этой зоне даже при чисто поперечном намагничивании будет существовать продольная составляющая поля H_z, падающая до нуля на середине паза и зубца.

Первым приближением в расчете поля в такой системе проводящих тел будет пренебрежение явлениями в пограничном слое, т. е. расчет полных сопротивлений стержня и зубца как не зависящих друг от друга. Это было сделано в работе [40] и показало неплохое совпадение расчета с опытом.

Рассмотрим прямоугольный паз и прямоугольный зубец, расположенные как на рис. 4-13, а, но в данном случае зубец будет проводящим. Пусть паз и зубец достаточно широки, чтобы можно было пренебречь явлениями в пограничном слое. Тогда полное сопротивление каждого из них будет определяться по формуле

$$Z_1 = \alpha_1 h (\varphi_1 + j\xi_1) R_{01}; \qquad Z_2 = \alpha_2 h (\varphi_2 + j\xi_2) R_{02}, \qquad (4\text{-}91)$$

где

$$\varphi = \frac{\operatorname{sh} 2\alpha h + \sin 2\alpha h}{\operatorname{ch} 2\alpha h - \cos 2\alpha h}; \qquad (4\text{-}92)$$

$$\xi = \frac{\operatorname{sh} 2\alpha h - \sin 2\alpha h}{\operatorname{ch} 2\alpha h - \cos 2\alpha h}. \qquad (4\text{-}93)$$

При большом аргументе $(\alpha h > 1{,}6)$ $\varphi \approx \xi \approx 1$ и $Z = \frac{1+j}{b}\sqrt{\frac{1}{2}\omega\mu\sigma}$; при малом аргументе $(\alpha h < 1)$ $\varphi \approx 1/(\alpha h)$, $\xi \approx \frac{2}{3}\alpha h$ и $Z = R_0 + jX_0$.

В схеме замещения ротора на рис. 4-15, б эти две ветви включены параллельно. При большом аргументе эквивалентное сопротивление пазового деления составляет

$$Z_э = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R_{01}\alpha_1 h R_{02}\alpha_2 h (1+j)^2}{(1+j)(R_{01}\alpha_1 h + R_{02}\alpha_2 h)} = \frac{1+j}{b_1\sqrt{\frac{2\sigma_1}{\omega\mu_1}} + b_2\sqrt{\frac{2\sigma_2}{\omega\mu_2}}}. \qquad (4\text{-}94)$$

Если попытаться заменить зубец и паз некоторой сплошной средой с эквивалентными параметрами $\sigma_э$ и $\mu_э$, то для нее эквивалентное сопротивление будет определяться формулой

$$Z_э = \frac{1+j}{t\sqrt{\frac{2\sigma_э}{\omega\mu_э}}}.$$

Положив эквивалентную электрическую проводимость

$$\sigma_э = \frac{b_1\sigma_1 + b_2\sigma_2}{l},$$

получим, что эквивалентная магнитная проницаемость составит

$$\mu_э = \frac{\dfrac{\sigma_1 b_1}{l} + \dfrac{\sigma_2 b_2}{l}}{\left(\dfrac{b_1}{l}\sqrt{\dfrac{\sigma_1}{\mu_1}} + \dfrac{b_2}{l}\sqrt{\dfrac{\sigma_2}{\mu_2}}\right)^2}. \qquad (4\text{-}95)$$

Если зубец или стержень в пазу имеют нулевую электрическую проводимость, то эквивалентная магнитная проницаемость будет $\mu_э = \mu_2 l/b_2$ при $\sigma_1 = 0$ и $\mu_э = \mu_1 l/b_1$ при $\sigma_2 = 0$. При этом параметр $\alpha_э = \sqrt{0{,}5\mu_э\sigma_э\omega}$ для эквивалентной среды будет таким же, как и для проводящего стержня при непроводящем зубце или для проводящего зубца при непроводящем стержне. Это дает возможность расчета зубцовой зоны ротора (массивного с закрытыми пазами, с пазами, в которых имеется зона шлица, не заполненная проводником, или клиновая зона, заполненная металлическими клиньями, электропроводность которых отличается от электропроводности стержня) по схеме, рассмотренной выше для двухклеточного ротора. Иными словами, если в массивном роторе можно выделить две зоны, расположенные на разной глубине от его поверхности, то для этих зон с высотами h_1 и h_2, эквивалентными $\sigma_{1э}$ и $\sigma_{2э}$, $\mu_{1э}$ и $\mu_{2э}$, полностью справедливы формулы (4-76) — (4-78), в которые нужно подставить соответствующие эквивалентные $\mu_э$ и $\sigma_э$, а также положить $b_{п1} = b_{п2} = l$.

Выше было указано, что при расчете полного сопротивления массивного ротора необходимо учитывать влияние насыщения, а также, согласно Л. Р. Нейману, уменьшение глубины проникновения в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с глубиной при постоянной магнитной проницаемости и то, что отношение x/r не равно j, а само зависит от напряженности поля, составляя в среднем 0,6 j.

Это можно учесть при расчете полного сопротивления зубца по формуле

$$Z_2 = \frac{1 + aj}{b_2\Delta_2},$$

где a и Δ_2 определяются в соответствии с формулами (4-87) — (4-90). После определения эквивалентного сопротивления параллельно включенных паза и зубца в виде

$$Z_э = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = b + jc$$

можно найти эквивалентную магнитную проницаемость слоя как

$$\mu_э \approx \frac{Z_э^2 l^2}{\left(1 + \dfrac{c}{b}\, l\right)^2}\,\frac{2\sigma_э}{\omega}.$$

Глава пятая

РАСЧЕТ И АНАЛИЗ УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ

5-1. Расчет различных режимов работы с помощью круговой диаграммы и аналитических формул

Долгие годы круговая диаграмма являлась единственным доступным практику средством расчета рабочих режимов асинхронной машины и в настоящее время может использоваться для этого в тех случаях, когда других возможностей расчета не существует. По этой причине как принципы ее построения, так и вытекающие из нее расчетные возможности были освещены в главе 2. Однако неточности построения и, главное, необходимость в повторном построении круговой диаграммы для учета насыщения магнитной цепи, а также сложность и трудоемкость графоаналитических расчетов с ее помощью в случае двойных клеток или глубоких пазов ротора приводят в конце концов к тому, что расчеты режимов работы асинхронных машин в большинстве случаев ведутся по аналитическим формулам, чему способствует, несомненно, компьютеризация расчетно-конструкторской работы.

Тем не менее круговая диаграмма в некоторых случаях благодаря ясности представления физических процессов с помощью графических образов дает возможность сделать некоторые полезные обобщения, позволяющие дать оценки возможностей разработанной или изготовленной и испытанной асинхронной машины.

Если выразить все активные и индуктивные сопротивления в долях базисного сопротивления

$$Z_б = \frac{U_1}{I_1\cos\varphi}, \qquad (5\text{-}1)$$

принятого за единицу, принять за единицу номинальное напряжение номинальную, активную мощность и активную составляющую номинального тока $I_a = I_1\cos\varphi$, а также обозначить в соответствии с эквивалентной схемой рис. 5-1, a

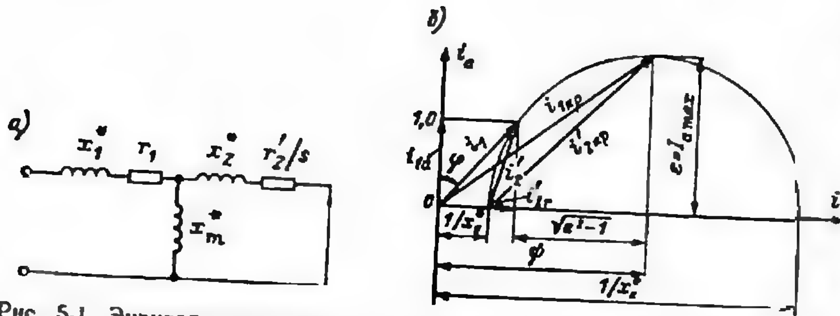


Рис. 5-1. Эквивалентная схема (а) и упрощенная круговая диаграмма (б) для асинхронной машины

$$\left.\begin{aligned}
&x_0^* = x_1^* + x_m^*; \qquad x_k^* = x_1^* + \frac{x_2^* x_m^*}{x_2^* + x_m^*}; \qquad \xi = \frac{x_k^*}{x_0^*}\\
&I_0^* = \frac{1}{x_0^*}; \qquad e = 0{,}5\,(I_k^* - I_0^*); \qquad \psi = \frac{1+\xi}{2x_k^*};\\
&I_k^* = I_0^* + e\left(1 - \sqrt{1 - 1/e}\right),
\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}2)$$

то

$$\left.\begin{aligned}
&I_1^* = \sqrt{\psi^2 - 2\psi\sqrt{e^2-1} + e^2};\\
&I_2^* = \sqrt{2\left(e^2 - e\sqrt{e^2-1}\right)};\\
&\cos\varphi = \frac{1}{I_1^*}; \qquad \cos\varphi_2' = \frac{1}{I_2'^*};\\
&\frac{s}{s_{кр}} = e - \sqrt{e^2-1}.
\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}3)$$

В режиме максимальной мощности

$$\cos\varphi_{кр} = \frac{e}{\sqrt{\psi^2 + e^2}}; \qquad I_{кр}^* = \sqrt{\psi^2 - e^2}. \quad (5\text{-}4)$$

В режиме максимального коэффициента мощности

$$\cos\varphi_{max} = \frac{1}{\sqrt{\psi^2 - e^2}} \frac{1}{\sqrt{x_0^* x_k^*}}; \qquad i = \sqrt{x_0^* x_k^*}. \quad (5\text{-}5)$$

Если выразить те же величины в относительных единицах, приняв за единицу не активную составляющую, а полный ток статора I_1, то все активные и индуктивные сопротивления в новых единицах будут уже зависеть от $\cos\varphi$ и составят $x = x^*/\cos\varphi$. Тогда

момент и коэффициент мощности можно будет рассчитать по формулам, получаемым из (5-3) — (5-5) после некоторых преобразований:

$$\left.\begin{aligned}
&\cos\varphi_н = \sqrt{\frac{(x_0^2-1)(1-x_k^2)}{x_0 + x_k}} \approx \frac{x_0 - x_k}{x_0 + x_k} = \frac{1-\xi}{1+\xi};\\
&M_{max} = \frac{(x_0 - x_k)(x_0 - x_k)}{2x_0 x_k\sqrt{(x_0^2-1)(1-x_k^2)}} \approx\\
&\approx \frac{x_0 + x_k}{2x_0 x_k} \approx \frac{1}{(1+\cos\varphi_н)\,x_k}.
\end{aligned}\right| \quad (5\text{-}6)$$

Выражения (5-3) — (5-6) показывают, что основные технико-экономические показатели номинального режима асинхронной машины определяются коэффициентом рассеяния ее статорной обмотки $\sigma_1 = x_1/x_m$ и индуктивным сопротивлением короткого замыкания $x_k = x_1' + x_2' \approx 2x_1'$:

$$\begin{aligned}
&M_{max} \approx 0{,}5\left(\frac{1}{x_0} + \frac{1}{x_k}\right) = \frac{0{,}5}{x_k}\frac{1+3\sigma_1}{1+\sigma_1};\\
&\cos\varphi \approx \frac{1-\sigma_1}{1+3\sigma_1}.
\end{aligned} \quad (5\text{-}7)$$

По упрощенной круговой диаграмме легко оценить увеличение тока и снижение момента при понижении напряжения до значения U', введя отношение $k_u = U'/U_н$, а также при одновременном изменении частоты, введя отношение $k_f = f/f_н$. Тогда в диаграмме вместо e нужно будет записать ek_u/k_f, а вместо единицы $1/k_u$, после чего все приближенные формулы для токов, приведенные выше, сохраняют свою силу, если в них подставить ek_u/k_f вместо e и $1/k_u$ вместо 1. Мощность при этом изменится в k_u^2/k_f раз, а момент — в $(k_u/k_f)^2$ раз.

Асинхронный двигатель может работать в нормальном установившемся режиме, если момент нагрузки у него на валу не превышает развиваемого двигателем электромагнитного момента за вычетом момента, идущего на покрытие механических потерь, т. е. в диапазоне от $s = 0$ до критического $s_к$. Установившаяся работа при повышенных скольжениях также может иметь место, однако такой режим не может считаться нормальным, так как потери в роторе при этом, как правило, превышают возможности системы охлаждения.

Рабочие характеристики представляют собой табличные или графические зависимости первичной мощности, коэффициента мощности, скольжения, токов статора и ротора от вторичной мощности или момента на валу. Можно построить также зависимости первич-

ной мощности, коэффициента мощности, вторичной мощности и токов от скольжения.

При расчете рабочих режимов обычно используются формулы, приведенные в главе 2, а за основной параметр принимается скольжение s или мощность на валу двигателя P_2.

В первом случае, пользуясь точной схемой замещения, задаваясь различным скольжением и обозначив

$$\varkappa = r_1 + c_1\left(\frac{r_2'}{s}\cos\gamma + x_2'\sin\gamma\right) \approx r_1 + c_1 r_2'/s;$$

$$\zeta = x_1 + c_1\left[x_2'\cos\gamma - \frac{r_2'}{s}\sin\gamma\right] \approx x_1 + x_2' c_1,$$

определяем при заданном напряжении на зажимах двигателя U_1 модуль вторичного тока статора

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\varkappa^2+\zeta^2}}. \qquad (5\text{-}8)$$

момент двигателя

$$M = \frac{m_1 U_1^2 r_2'}{\omega_1 s(\varkappa^2+\zeta^2)} \qquad (5\text{-}9)$$

и полную механическую мощность на валу

$$P_2 = \frac{m_1 U_1^2 r_2'}{\varkappa^2+\zeta^2}\,\frac{1-s}{s}. \qquad (5\text{-}10)$$

Перейти к упрощенным формулам можно, положив $\sin\gamma = 0$ и $\cos\gamma = 1$.

Если задаваться моментом M, то скольжение можно определить по формуле

$$s = \frac{(c_1 r_2')^2}{B + \sqrt{B^2 - A(c_1 r_2')^2}}, \qquad (5\text{-}11)$$

где

$$\left.\begin{aligned} &A = \beta^2 + \psi^2;\\ &B = \frac{mU_1^2 r_2'}{2\omega_1 M} + \delta;\\ &\beta = r_1 + c' x_2' \sin\gamma \approx r_1;\\ &\psi = x_1 + c_1 x_2' \cos\gamma;\\ &\delta = c_1 r_2'(x_1 \sin\gamma - r_1\cos\gamma) \approx -c_1 r_2' r_1. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}12)$$

Если задаться мощностью P_2, то

$$s = (c_1 r_2')^2\left[w + \sqrt{w^2 - v(c_1 r_2')^2}\right], \qquad (5\text{-}13)$$

где

$$v = \beta^2 + \psi^2 + \frac{mU_1^2 r_2'}{P_2};$$

$$w = r_2'\frac{mU_1^2}{2P_2} + \delta.$$

Подставив значение скольжения, полученное с помощью (5-11) или (5-13), в (5-8), получим зависимость вторичного тока от мощности P_2 или момента M. Можно получить также зависимость скольжения от вторичного тока

$$s = \frac{F + \sqrt{F^2 + E(c_1 r_2')^2}}{E}, \qquad (5\text{-}14)$$

где

$$F = -\delta \qquad E = (U_1/I_2')^2 - \beta^2 - \psi^2$$

Аналогично при расчетах по эквивалентной схеме Т. Г. Сорокера (см. рис. 2-8) обычно исходят из значения мощности на валу P_2 и определяют механическую мощность, передаваемую на ротор,

$$P_2' = P_2 + p_{мх} + p_д \qquad (5\text{-}15)$$

где $p_{мх}$ — механические потери; $p_д$ — добавочные потери в роторе. После этого находят так называемое активное и полное сопротивления заданного режима по формулам:

$$\left.\begin{aligned} &R_н = R'' + \sqrt{(R'')^2 - z_k^2}; \qquad R'' = 0{,}5\frac{m_1 U_1^2}{P_2'} - r_k;\\ &z_н = \sqrt{x_k^2 + (R_н + r_k)^2}, \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}16)$$

где

$$z_k = \sqrt{x_k^2 + r_k^2}; \qquad r_k = r_1' + r_2''; \qquad r_1' = r_1; \qquad x_k = x_1' + x_2'';$$

$$x_1' = x_1(1+\tau_1)(1+\rho_1 r_1/x_1);$$

$$r_2'' = r_2'(1+\tau_1)^2(1+\rho_1^2);$$

$$x_2'' = x_2'(1+\tau_1)^2(1+\rho_1^2)$$

(все обозначения соответствуют главе 2).

Затем определяются токи в схеме замещения и их составляющие, а также скольжение:

$$
\left.
\begin{aligned}
&I_2'' = \frac{U_1}{z_н}; \qquad I_1 = \sqrt{I_{1a}^2 + I_{1r}^2}; \qquad \cos\varphi = \frac{I_{1a}}{I_1};\\
&I_{1a} = I_{0a} + I_2''\left[\frac{(r_k + R_н)(1-\rho_1^2)}{z_н(1+\rho_1^2)} + \frac{x_k}{z_н}\,\frac{2\rho_1}{1+\rho_1^2}\right];\\
&I_{1r} = I_{0r} + I_2''\left(\frac{x_k}{z_н}\,\frac{1-\rho_1^2}{1+\rho_1^2} - \frac{R_н + r_н}{z_н}\,\frac{2\rho_1}{1+\rho_1^2}\right).
\end{aligned}
\right| \qquad (5\text{-}17)
$$

Далее строятся характеристики — зависимости всех величин от P_2.

Приведенные выше алгебраические выражения легко реализуются в качестве блоков программ для любых современных ЭВМ. Необходимо отметить еще ряд обстоятельств. Если рассчитываются режимы крупных машин, у которых относительно низки активные сопротивления, то при работе от сети промышленной частоты практически во всем диапазоне рабочих скольжений справедливы упрощенные формулы, которые получаются из точных в предположении $\gamma = 0$. Этого, однако, нельзя делать, если рассчитывается режим работы при пониженной частоте сети, что бывает, если машина питается от источника напряжения регулируемой частоты, например от статического преобразователя напряжения и частоты. При работе на низких частотах со стороны статора уже нельзя пренебрегать активным сопротивлением его обмотки и полагать, что $\gamma = 0$, как это имеет место при анализе режимов малых машин.

Кроме того, необходимо учесть, что в крупных двигателях с глубоким пазом или двойной клеткой ротора, в которых размеры проводников достаточно велики, нужно учитывать вытеснение тока в роторе даже при скольжениях, близких к критическому. Особенно это касается быстроходных двигателей с частотой вращения больше 3000 об/мин. Такие двигатели питаются от источников напряжения повышенной частоты и частота тока в их роторах даже при номинальном скольжении может быть достаточной для того, чтобы вызвать ощутимое вытеснение тока в проводниках обмотки ротора.

При расчете рабочих характеристик двигателя с массивным ротором без клетки или с клеткой используют схему замещения, показанную на рис. 4-15, *б*, в которой отдельные сопротивления цепи ротора соответствуют участкам массива и проводящей клетки. Обычно в начале расчета задаются приближенным значением тока I_2' исходя из мощности P_2:

$$I_2' = \frac{P_2}{m_1 U_1 \cos\varphi_1}. \qquad (5\text{-}18)$$

По этому току определяют

$$H_e = \frac{4 m_1 w_1 k_{об\,1} I_2'}{\pi^2 D_{a2} k_н}, \qquad (5\text{-}19)$$

и по нему — μ, Δ и r_{Fe}:

$$\mu = B/H_e, \qquad (5\text{-}20)$$

где $B(H_e)$ — см. в табл. 4-1 для роторной стали;

$$\Delta = \sqrt{\frac{1}{\omega_1 s \mu a}}; \qquad (5\text{-}21)$$

$$r_{Fe} = \frac{4 m_1 (w_1 k_{об1})^2 l_{t2} \sqrt{k_T}}{\sigma \pi D_{a2} \Delta}\left(1 + \frac{D_{a2}}{p l_{t2}}\right). \qquad (5\text{-}22)$$

По найденному значению r_{Fe} находят

$$x_{Fe} = a r_{Fe}, \qquad (5\text{-}23)$$

где

$$a = 1{,}96 \sqrt[8]{H_e}.$$

Остальные сопротивления схемы замещения, в том числе и сопротивление короткозамкнутой клетки $r_2' k_r + j x_2' k_x$, считают не зависящими от тока и определяют по формулам с учетом вытеснения тока и насыщения, приведенным выше. Преобразовав комплексное сопротивление ротора к одной ветви,

$$Z_2 = r_2' c_1^2 + j x_2' c_1^2, \qquad (5\text{-}24)$$

находят модуль полного сопротивления рабочей ветви схемы

$$z_1 = \sqrt{(r_1 c_1 + r_2' c_1^2)^2 + (x_1 c_1 + x_2' c_1^2)^2} \qquad (5\text{-}25)$$

при заданной мощности и заданном скольжении. Если полученный в результате расчета по формуле

$$I_2' = U_1 c_1 / z_1 \qquad (5\text{-}26)$$

ток ротора, приведенный к обмотке статора, отличается от первоначально заданного тока I_2', то расчет сопротивлений повторяется для нового значения скольжения s и так далее до достижения требуемой точности совпадения по току ротора, приведенному к статору. Затем рассчитывается полное сопротивление схемы замещения, включающей в себя сопротивление статора и контура намагничивания:

$$
\left.
\begin{aligned}
&Z = \frac{Z_1 Z_m}{Z_1 + Z_m} = r + jx;\\
&Z_1 = r_1 c_1 + r_2' c_1^2 + j(x_1 c_1 + x_2' c_1^2);\\
&Z_m = j(x_m + x_1).
\end{aligned}
\right\} \qquad (5\text{-}27)
$$

определяется ток статора

$$I_1 = U_1/z \qquad (5\text{-}28)$$

и коэффициент мощности

$$\cos\varphi = r/x. \qquad (5\text{-}29)$$

Потребляемая из сети мощность и электромагнитный момент составляют

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos\varphi; \qquad M = \frac{P_1 - p_{ст} - p_{м1}}{\omega_1}. \qquad (5\text{-}30)$$

По мощности P_1, токам I_1 и I_2' и напряжению U_1 находят потери в машине (см. § 5-2), полезную мощность P_2 и момент на валу M_2:

$$P_2 = P_1 - \Sigma p; \qquad M_2 = \frac{P_2}{\omega_1(1-s)}.$$

Если полезная мощность не совпадает с ранее заданной P_2, то задаются вновь полученной мощностью, новым предварительным значением тока I_2' и вновь проводят расчет до достижения требуемой точности.

5-2. Расчет потерь и коэффициента полезного действия

К рабочим характеристикам обычно относят также зависимости потерь или КПД от нагрузки машины. Потери в любой электрической машине можно разделить на потери, пропорциональные квадрату тока в обмотке якоря, потери, пропорциональные квадрату магнитного потока, потери, пропорциональные произведению тока и магнитного потока, а также потери, не зависящие от нагрузки, но зависящие от частоты вращения. Строго говоря, такое деление довольно условно, однако оно позволяет, зная потери в двух режимах, определить потери в любом другом режиме путем пересчета, что чрезвычайно удобно при проектировании и эксплуатации асинхронных машин. На практике потери в асинхронной машине делят на потери холостого хода, потери короткого замыкания и механические, полагая первые и последние не зависящими от нагрузки, так как в режиме от номинального скольжения до критического магнитный поток и частота вращения изменяются незначительно. При этом механические потери определяются при наименьшем возможном скольжении, т. е. практически при синхронной частоте вращения, а потери холостого хода — при наибольшем магнитном потоке, иначе говоря, с запасом.

Основные потери в сердечнике статора при холостом ходе определяются по формуле

$$p_{ст} = \left[k_a p_a \left(\frac{B_a}{B_б}\right)^2 G_a + k_z p_z \left(\frac{B_z}{B_б}\right)^2 G_z\right] \left(\frac{f}{f_б}\right)^{1,5}. \qquad (5\text{-}31)$$

Здесь p_a и p_z — удельные потери в стали, измеренные на образце при базисном значении индукции $B_б$ и частоты $f_б$. При изготовлении сердечника из изотропной стали $p_a = p_z$, при изготовлении сердечника из отдельных вырубок анизотропной стали (сегментированного) p_a и p_z зависят от положения листа относительно направления проката; при цельном круглом листе $p_a \approx p_z$ и соответствуют пробе, снятой на кольцевом образце. Величины k_a и k_z — технологические коэффициенты, учитывающие увеличение потерь вследствие обработки листовой электротехнической стали (штамповки, снятия грата, сборки сердечника и т. п.). Эти коэффициенты зависят не только от марки стали, состояния инструмента и технологических приспособлений, но и от конструкции машины, поэтому значение их различно для разных серий и типов. В практике ряда заводов принимается $k_a = 1{,}6$; $k_z = 1{,}8$; другие заводы принимают $k_a = k_z = 1{,}8$. Удельные потери в стали при базисной индукции 1 Тл для наиболее широко применяемых марок стали приведены в табл. 5-1. Эти значения соответствуют базисной частоте 50 Гц. Зависимость потерь от частоты в степени 1,5 справедлива в определенном диапазоне частот. Если двигатель работает от источника напряжения повышенной частоты или требуется подсчитать потери от высших гармонических потока при несинусоидальном напряжении, то в ряде случаев может потребоваться уточненная формула для определения потерь, в которой раздельно учитываются потери на гистерезис и вихревые токи. Она имеет следующий вид:

$$p_{ст} = k_{a,z} p_0 \left[\left(\frac{B_a}{B_б}\right)^2 G_a + \left(\frac{B_z}{B_б}\right)^2 G_z\right], \qquad (5\text{-}32)$$

где $k_{a,z} = 1{,}8$, а удельные потери в стали определяются по формуле

$$p_0 = p_г \frac{f}{f_б} + p_в \left(\Delta_л \frac{f}{f_б}\right)^2. \qquad (5\text{-}33)$$

Здесь $p_г$ — удельные потери на гистерезис при индукции $B_б$ и частоте $f_б$, $p_в$ — удельные потери на вихревые токи; $\Delta_л$ — толщина листа, мм.

Для стали марки 1514 $p_г = 2{,}16$ Вт/кг, а $p_в = 4{,}9$ Вт/кг при $f_б = 100$ Гц.

Все потери холостого хода в стали пропорциональны квадрату магнитного потока, т. е. квадрату ЭДС E_1^2. С достаточной точностью

Таблица 5-1. Основные и добавочные потери в стали

Марка материала	Толщина листа, мм	Основные потери, Вт/кг	Коэффициент добавочных потерь			
			пульсационных k_0'	поверхностных k_0''		
				без обработки	при шлифовке	при обточке
Сталь						
1211	0,5; 0,35	3,3	0,32	1,8	—	2,5
1212	0,5; 0,35	2,8	0,3	1,6	1,8	2,3
1311	0,5; 0,35	2,5	0,28	1,5	1,7	2,2
1411	0,5	2,0	0,25	1,4	1,7	2,0
	0,35	1,6	0,18	1,0	1,2	1,4
1511	0,5	1,6	0,22	1,25	—	—
	0,35	1,35	0,16	0,88	—	—
1512	0,5	1,44	0,21	1,20	—	—
	0,35	1,2	0,15	0,84	—	—
1513	0,5	1,25	0,20	1,12	—	—
	0,35	1,05	0,14	0,80	—	—
1514	0,5	1,15	0,19	1,06	—	—
	0,35	0,95	0,12	0,75	—	—
3413	0,5	$\frac{0,8}{1,2}$ *	0,16	0,88	—	—
	0,35	$\frac{0,6}{0,9}$ *	0,08	0,62	—	—
1521	0,5	—	—	—	—	—
	0,35	—	0,13	0,72	—	—
	0,2	—	—	0,42	—	—
1X13	0,5	—	—	0,24	—	—
Конструкционная	0,5—0,55	—	—	2,0	2,5	2,8
	1,0	—	—	4,5	5,0	5,5
	2,0	—	—	7,2	8,0	8,6
	Массив	—	—	23,3	—	—
Чугун	Массив	—	—	17,5	—	—

* В числителе — потери при намагничивании стали в направлении проката, в знаменателе — при намагничивании стали поперек проката.

можно сказать, что они пропорциональны квадрату напряжения U_1^2. Если асинхронная машина работает в системе регулируемого электропривода, когда напряжение и частота на ее зажимах меняются с нагрузкой, то потери в стали для каждой рабочей точки пересчитываются пропорционально квадрату напряжения и пропорционально частоте в степени 1,5.

В режиме холостого хода дополнительные потери в стали ротора и статора возникают вследствие пульсаций индукции в зазоре из-за высших гармоник поля, вызванных пространственными гармониками НС и пульсациями магнитной проводимости (см.

главу 3). Эти потери пропорциональны квадратам амплитуд пульсаций и частоте их в степени 1,5.

По методике, разработанной Т. Г. Сорокером [27], поверхностные потери в киловаттах для статора или ротора при холостом ходе можно определить с помощью формулы

$$p_{0\,пв} = 3{,}3k_0''(B_0\tau k_C)^2 k_{п0}\pi D_{i1} l_0 \frac{t-b_s}{t}\sqrt{\left(\frac{f}{50}\right)^3 \frac{p}{z}}. \quad (5\text{-}34)$$

Здесь k_0'' — технологический коэффициент, зависящий от марки стали и вида обработки поверхности ротора (см. табл. 5-1), $k_{п0}$ — пульсационный коэффициент, который зависит от отношения открытия паза к зазору b_s/δ:

b_s/δ	0,25	0,5	1	2	3	4	5	6	10	20
$k_{п0}$	0,1	0,2	0,5	2	4,5	6,6	10	12	16	20

Определяя потери на поверхности ротора, мы подставляем в формулу (5-34) k_0'' и $(t-b_s)/t$ для поверхности ротора, а $k_{п0}$ и p/z определяем по размерам и числу зубцов статора. Если же потери определяются на статоре, то k_0'' и $(t-b_s)/t$ берутся для статора, а $k_{п0}$ и p/z — для ротора. Полные поверхностные потери холостого хода составляют сумму потерь на поверхности статора и ротора

$$p_{0\,пв} = p_{0\,пв1} + p_{0\,пв2}. \quad (5\text{-}35)$$

Кроме поверхностных потерь имеют место потери, связанные с продольной пульсацией магнитного поля в зубцах ротора при изменении их положения относительно пазов и зубцов статора. Такие же потери возникают в зубцах статора. Их можно определить по формуле

$$p_{0\,пл} = k_0'(B_z C_{пл})^2 \left(f\frac{z}{p}\right)^2 G_z \cdot 10^{-3}, \quad (5\text{-}36)$$

в которой k_0' — коэффициент, приведенный в табл. 5-1; $C_{пл}$ — коэффициент пульсации потока, зависящий от показателя $(b_s-2\delta)/t$ и отношения $t_1/t_2 = z_2/z_1$ шагов по статору и ротору (рис. 5-2); G_z — масса зубцов, кг. При вычислении потерь в роторе k_0' и G_z принимаются для него, а $C_{пл}$ и t_1/t_2 — для статора, при расчете потерь в статоре — наоборот. Полные пульсационные потери

$$p_{0\,пл} = p_{0\,пл1} + p_{0\,пл2}. \quad (5\text{-}37)$$

Строго говоря, требуется еще расчет потерь в стержнях обмотки короткозамкнутого ротора от токов зубцовой частоты, наводимых пульсирующим полем, а также потери, вызванные замыканием токов зубцовой частоты между соседними стержнями при скосе пазов статора или ротора. Используемая в методиках расчетов схема замещения для токов, вызванных высшими гармониками поля порядка зубчатости, включает в себя в качестве элемента со-

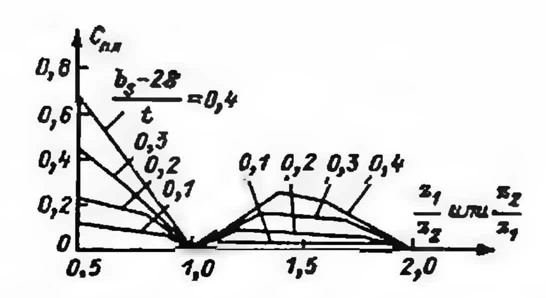


Рис. 5-2. Коэффициенты для расчета поверхностных потерь в шихтованном и массивном сердечнике

противления самих стержней при токе зубцовой и двойной зубцовой частоты ($f_{z1} = zn/60$ и $f_{z2} = 2zn/60$), рассчитанное с учетом вытеснения тока. Если имеется скос пазов, то сопротивление участков листов, по которым замыкаются токи от стержня к стержню, тоже зависит от частоты и тока. Поэтому параметры схемы замещения в этом случае определяются с относительно невысокой степенью достоверности. Сопротивление сердечника для токов зубцовой частоты зависит от контакта между стержнями и сердечником, который даже в литых клетках не бывает идеальным. Выделение этих потерь в стержнях из общих потерь холостого хода затруднительно, что снижает возможности экспериментальной проверки методов расчета. Однако снижение потерь холостого хода при изолировке стержней короткозамкнутого ротора наблюдается на опыте, поэтому общие представления о природе потерь в стержнях от токов зубцовой частоты, по-видимому, верны, формулы же для их определения носят ориентировочный характер, и на практике обычно задаются некоторым отношением этих добавочных потерь к основным потерям в сердечнике или увеличивают технологические коэффициенты, исходя из данных опыта. Читатель сможет самостоятельно изучить формулы для расчетов этого вида потерь по технической литературе [24].

Основные потери при нагрузке — это потери в обмотках статора и ротора

$$p_{м1} = m_1 I_1^2 r_1 \qquad (5\text{-}38)$$

$$p_{м2} = m_2 I_2'^2 r_2' \qquad (5\text{-}39)$$

При нагрузке появляются дополнительные потери в стали, вызванные гармониками поля, обусловленными токами в пазах статора и ротора. Эти потери также разделяют на поверхностные и пульсационные, причем токи ротора вызывают потери в статоре, а токи статора — в роторе. Поверхностные потери подсчитываются по формуле

$$p_{н.\,пв} = 0{,}5 p_{0\,пв} \left(\frac{At}{F_0}\right)^2 \frac{k_y k_{п.\,н}}{k_{пв}}, \qquad (5\text{-}40)$$

где $p_{0\,пв}$ — значение этих потерь при холостом ходе; $k_{пв}$ — коэффициент, фигурирующий в формуле (5-34) для расчета поверхностных потерь при холостом ходе; k_y — коэффициент, учитывающий уменьшение среднего объема тока в пазу при сокращении шага обмотки статора (для ротора он равен единице), определяемый по тем же формулам, что и при расчетем агнитной проводимости пазового рассеяния; $k_{п.\,н}$ — коэффициент поверхностных потерь при нагрузке, зависящий от отношения открытия паза к шагу:

b_s/t	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
$k_{п.\,н}$	0,5	0,35	0,25	0,16	0,1	0,05	0,025	0,01

При расчете потерь на поверхности ротора A принимается для статора, так же как и k_y, t, b_s, а $p_{0\,пв}$ — для ротора; при расчете потерь на поверхности статора — наоборот. Пульсационные потери в роторе и статоре при нагрузке изменяются пропорционально поверхностным потерям:

$$p_{н.\,пл} = p_{0\,пл}\frac{p_{н.\,пв}}{p_{0\,пв}}. \qquad (5\text{-}41)$$

Добавочные потери в обмотке статора от вытеснения тока при нагрузке имеют место при всех скольжениях, так как частота статора не меняется, если привод нерегулируемый. Обычно добавочные потери от вытеснения тока в проводниках ротора малы во всем диапазоне изменения рабочих скольжений. Это справедливо как для обычных роторов, так и для роторов с глубоким пазом или с двойной клеткой. Исключение составляют массивные роторы, а также роторы асинхронных машин, питающихся от сети с повышенной частотой. В этих машинах даже при рабочих скольжениях частота тока в роторе $f_2 = sf_1$ может оказаться достаточной для того, чтобы заметно изменить сопротивление стержней обмотки ротора вследствие вытеснения тока. Возникающие при этом добавочные потери будут прямо пропорциональны квадрату тока ротора и примерно пропорциональны скольжению в степени $^1/_2$, если не учитывать насыщения.

Условимся, что обозначения k_r и k_x относятся к номинальной частоте статора, т. е. соответствуют скольжению ротора, равному единице. Тогда при скольжении s коэффициенты вытеснения составят

$$k_{rs} = \alpha_s h\varphi(\alpha_s); \qquad k_{xs} = \frac{3\xi(\alpha_s)}{2\alpha_s h}$$

где α_s — значение аргумента α при скольжении s:

$$\alpha_s \quad \sqrt{\omega_1 s\mu_0\sigma/2}\,.$$

Добавочные потери в обмотке ротора при этом составят, если нет вытеснения в кольцах,

$$p_{м2д} = m_1 I_2'^2 r_2' (k_{rs} - 1) \frac{l_{\delta 2}}{l_{b2}} \frac{r_b}{r_b + r_k}. \quad (5\text{-}42)$$

В обмотке статора эти потери будут определяться по аналогичной формуле

$$p_{м1д} = m_1 I_1^2 r_1 (k_{r1} - 1), \quad (5\text{-}43)$$

где k_{r1} определяется по формуле (4-83) с учетом отношения длины сердечника к длине проводника e.

Потери в стали сердечника статора, в обмотках статора и ротора двигателя с массивным ротором рассчитываются по тем же формулам, что и двигателя с шихтованным ротором, однако для расчета поверхностных потерь необходимо учесть другие значения коэффициента k_0''. Обычно в заводской практике машины с массивным ротором с клеткой изготовляются так, что пазы ротора имеют относительно небольшое открытие. Поэтому пульсационные потери не учитываются. Потери на поверхности массивного ротора от гармоник зубчатости при холостом ходе подсчитываются по формуле

$$p_{0\,пов2} = \frac{5,1}{\sqrt{z_1 p^3}} [B_\delta (k_{C1} - 1)]^2 D_{a2}^3 l_{t2} \left(\frac{f}{50}\right)^{1,5}, \quad (5\text{-}44)$$

а при нагрузке — по формуле

$$p_{н.\,пов2} = \varphi\left(\frac{\delta}{t_1}\right) A_1^2 \frac{D_{a2}^3 l_{t2}}{\sqrt{z_1 p^3}} \left(\frac{f}{50}\right)^{1,5} \cdot 10^3. \quad (5\text{-}45)$$

Здесь

$$\varphi\left(\frac{\delta}{t_1}\right) = \frac{52,5}{\mathrm{sh}^2 \frac{2\pi\delta k_\delta}{t_1}}.$$

От гармоник НС статора на поверхности ротора могут возникать потери, которые подсчитываются по формуле

$$p_{н.\,па\,t2} = \frac{10\varphi(\beta)}{p^4} \left(\frac{A_1}{\delta k_\delta}\right)^2 D_{a2}^5 l_{t2} \left(\frac{f}{50}\right)^{1,5}. \quad (5\text{-}46)$$

Здесь

$$\varphi(\beta) = 2,36 \cdot 10^8 \sum_{n=5}^{31} \frac{(n \pm 1)^{1,5}}{n^4} k_{об\,n}^2, \quad \text{если} \quad m_1 = 3;$$

$$\varphi(\beta) = 2,36 \cdot 10^4 \sum_{n=11,\,13,\,23,\,25,\,35,\,37,\,\dots} \frac{(n \pm 1)^{1,5}}{n^4} k_{об\,n}^2, \quad \text{если} \quad m_1 = 6.$$

Механические потери считаются не зависящими от нагрузки, так как скольжение на большей части рабочей характеристики меняется незначительно. В них входят потери на вентиляцию и на трение в подшипниках. Их можно подсчитать по ориентировочным полуэмпирическим формулам следующего вида, справедливым для достаточно мощных машин.

При аксиальной вентиляции с радиальными вентиляторами потери составляют

$$p_в = k_в n^2 D_{a1}^4, \quad (5\text{-}47)$$

где $k_в$ зависит от числа пар полюсов:

p	1	2	3	4 и более
$k_в$	0,004	0,006	0,007	0,008

При аксиальной вентиляции и осевых вентиляторах потери, подсчитанные по формуле (5-46), уменьшаются вдвое.

При радиальной вентиляции потери подсчитываются по формуле

$$p_в = 48\rho\tau^3 (l_{t1} + 0,5). \quad (5\text{-}48)$$

Если двигатель рассчитывается на повышенную частоту вращения, более 3000 об/мин, или заполняется газом под повышенным давлением, жидкостью, т. е. если среда и теплоноситель обладают повышенной плотностью и вязкостью, расчет потерь на трение ротора нужно проводить с учетом этого обстоятельства.

Тогда для синхронной скорости вращения подсчитывается коэффициент Рейнольдса в зазоре

$$Re_\delta = v_{окр}\delta/\nu \quad (5\text{-}49)$$

где $v_{окр} = 2f\tau$ — окружная скорость; ν — кинематическая вязкость среды (для воздуха при атмосферном давлении $\nu = 19 \cdot 10^{-6}$ м²/с).

При значении $Re_\delta \leq 110 \cdot 10^3$ коэффициент трения определяется по одной из следующих формул.

Если ротор гладкий, без пазов или с закрытыми пазами,

$$C_f = \frac{3}{(Re_\delta - 3000)^{0,61}}. \quad (5\text{-}50)$$

Если ротор с открытыми пазами,

$$C_f = \frac{5,2}{(Re_\delta - 3000)^{0.}}. \quad (5\text{-}51)$$

При $Re_\delta > 110\,000$ независимо от типа ротора принимается

$$C_f = 1,57 \cdot 10^{-3}. \quad (5\text{-}52)$$

Потери на трение ротора при вращении в зазоре составляют

$$p_{тр} = 0{,}045\gamma C_f n^3 \left(D_{a2}^4 l_{t2} + D_{a2}^5 \frac{1}{4}\right) \cdot 10^{-3}, \tag{5-53}$$

где γ — плотность среды, в которой вращается ротор (для воздуха $\gamma = 1{,}29$ кг/м³).

Потери на трение в подшипниках определяются по формуле

$$p_{пд} = 0{,}0207 \sqrt{G_р L_ш}\, d_ш n, \tag{5-54}$$

где $G_р$ — масса ротора; $L_ш$ — длина и $d_ш$ — диаметр шейки вала внутри подшипника; n — частота вращения, об/мин.

Сумма потерь при данном режиме работы машины определяется по формуле

$$\Sigma_p = p_{ст} + p_{0\,пп1} + p_{0\,пп2} + p_{0\,пл1} + p_{0\,пл2} + p_{м1} + p_{м2} + p_{н.\,пп1} + p_{н.\,пп2} + p_{н.\,пл1} + p_{н.\,пл2} + p_{в} + p_{пд}, \tag{5-55}$$

где сумма $p_{ст} + p_{0\,пп1} + p_{0\,пп2} + p_{0\,пл1} + p_{0\,пл2} = p_{Fe}$ пропорциональна относительному напряжению на зажимах машины $U_1/U_н$ в квадрате, а сумма $p_{м1} + p_{м2} + p_{н.\,пп1} + p_{н.\,пп2} + p_{н.\,пл1} + p_{н.\,пл2} = p_{Cu}$ пропорциональна относительному току статора $I_1/I_н$ в квадрате; сумма $p_{в} + p_{пд} = p_{мх}$ от тока и напряжения не зависит.

Коэффициент полезного действия (в процентах)

$$\eta = \frac{P_1 - \Sigma p}{P_1} 100 = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma p} \cdot 100. \tag{5-56}$$

5-3. Влияние пространственных гармоник поля и временных гармоник напряжения в установившихся режимах работы

Высшие пространственные гармонические поля в зазоре асинхронной машины создают не только дополнительные потери, но и дополнительные моменты вращения, которые накладываются на момент вращения, вызванный основной гармоникой поля, и могут ослабить или усилить его. Их иногда называют паразитными моментами вращения. Если кривая напряжения на зажимах машины содержит высшие гармоники, то каждая из них воздействует на машину, как напряжение другой частоты, т. е. способна вызвать вращающееся или пульсирующее поле. В этом поле появляются свои высшие гармонические, которые могут создавать дополнительные моменты вращения, накладывающиеся на основной момент. Вопросы расчета гармонического состава поля в обмотках разных типов рассмотрены в главе 3; здесь мы остановимся на расчете моментов вращения, вызванных высшими гармониками, и на вопросах учета этих моментов при расчете характеристик машины.

Рассмотрим моменты вращения, обусловленные гармоническими поля в зазоре асинхронной машины. Если представить тангенциальное усилие, приложенное к ротору, как производную электромагнитной энергии W по координате $rd\varphi$, то момент вращения, равный произведению силы и радиуса, будет

$$M = -\frac{\partial W}{\partial \varphi} = -\frac{l_0 \delta}{2\mu_0} \frac{\partial}{\partial \varphi} \int_0^{2\pi} [B_\delta(\alpha, t)]^2 d\alpha \tag{5-57}$$

В этой формуле индукция в зазоре

$$B_\delta = \frac{\mu_0}{\delta k_C} F(\alpha, t), \tag{5-58}$$

где $F(\alpha, t)$ — геометрическая сумма НС статора и НС ротора:

$$F(\alpha, t) = F_1(\alpha, t) + F_2(\alpha, t).$$

При неподвижном статоре НС ротора зависит только от положения ротора в системе координат, связанной со статором. Дифференцируя подынтегральное выражение в (5-57), получаем

$$M = -\frac{\mu_0 l_0}{\delta} \int_0^{2\pi} [F_1(\alpha, t) + F_2(\alpha, t)]^2 \frac{\partial F_2(\alpha, t)}{\partial \varphi} d\alpha. \tag{5-59}$$

Если на статоре размещена m_1-фазная обмотка, то можно записать:

$$F_1(\alpha, t) = \sum_{\nu=1}^{\infty} F_{m,\nu} \sin(\omega t + \nu\alpha). \tag{5-60}$$

Угловая скорость гармонической порядка ν по отношению к основной гармонике относительно статора составит $\omega_\nu = \omega_1/\nu$. При этом нужно учесть, что порядку гармоники мы приписываем знак, который определяет и знак угловой скорости. Так как при гладком якоре в поле могут присутствовать только гармоники кратности $\nu = km_1 + 1$, где m_1 — число фаз обмотки, а k — положительное или отрицательное четное число, то при $k = 0$ или $k > 0$ гармоника имеет то же направление вращения, что и основная, т. е. ν имеет знак плюс; если же $k < 0$, то гармоника имеет знак минус. Относительно ротора гармоника имеет скорость

$$\omega_{2\nu} = \frac{\omega_1}{\nu} - \omega_2 = \omega_1 \left[\frac{1}{\nu} - (1 - s_1)\right]. \tag{5-61}$$

Эта гармоника наводит в роторе ЭДС частотой

$$f_{2\nu} = f_1 s_\nu = f_1 [1 - (1 - s_1)\nu].$$

которая вызывает в роторе НС вида

$$F_{2\nu}=\frac{\delta}{\mu_0}\sum_{\mu=1}^{\infty}B_{\mu\nu}\sin[\mu\alpha'-(\omega_1-\nu\omega_2)t-\varphi_\mu], \qquad (5\text{-}62)$$

где $B_{\mu\nu}$ — гармоника индукции в зазоре, вызванная ν-й гармоникой статорной НС $F_{m\nu}$:

$$B_{\mu\nu}=\frac{\mu_0}{\delta k_C}F_{m\nu}.$$

Полная результирующая НС ротора будет

$$F_2(\alpha,t)=\frac{\delta k_C}{\mu_0}\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{\mu=1}^{\infty}B_{\mu\nu}\sin[\mu(\alpha-\omega_2 t)-(\omega_1-\nu\omega_2)t-\varphi_\mu]. \qquad (5\text{-}63)$$

Подставив (5-63) в (5-59), получим

$$M=-\frac{\mu_0 l_\delta}{\delta k_C}\Big\{\int_0^{2\pi}F_{m\nu}\sin(\nu\alpha\pm\omega_1 t)\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{\mu=1}^{\infty}B_{\mu\nu}\cos[\mu(\alpha-\omega_2 t)+$$

$$+(\omega-\nu\omega_2)t-\varphi_\mu]\,d\alpha+\int_0^{2\pi}\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{\mu=1}^{\infty}B_{m\nu}\sin[\mu(\alpha-\omega_2 t)-$$

$$-(\omega-\nu\omega_2)t-\varphi_\mu]\sum_{\nu=1}^{\infty}\sum_{\mu=1}^{\infty}B_{m\mu}\cos[\mu(\alpha-\omega_2 t)-(\omega_1-\nu\omega_2)t-\varphi_\mu]\,d\alpha\Big\}. \qquad (5\text{-}64)$$

Второй интеграл в (5-64) после интегрирования в пределах от 0 до 2π даст нуль. Первый интеграл

$$\int_0^{2\pi}\sin m\alpha\cos(n\alpha-\varphi)\,d\alpha,$$

для всех $m\neq n$ дает нуль, а для $m=n$ дает $\pi\sin\varphi$.

Отсюда следует, что момент вращения возникает от взаимодействия гармоник статорного и роторного полей одного порядка $\mu=\nu=\rho$. Однако нужно учесть, что гармоника ротора порядка μ может быть вызвана гармоникой статора совершенно другого порядка. Момент, можно, следовательно, записать в виде интеграла

$$M=M_\rho=-\frac{\mu_0 l_\delta}{\delta k_C}\int_0^{2\pi}F_{m\nu}\sin(\rho\alpha\pm\omega_1 t)\sum_{\nu=1}^{\infty}B'_{\rho\nu}\cos[\rho(\alpha-\omega_2 t)-$$

$$-(\omega_1-\nu\omega_2)t-\varphi_\mu]\,d\alpha. \qquad (5\text{-}65)$$

Интегрируя и суммируя, получаем

$$M=M_\rho=\sum_{\rho=1}^{\infty}\sum_{\nu=1}^{\infty}K_{\nu\rho}\sin[(\rho\omega_2+\omega_1-\nu\omega_2\pm\omega_1)t+\varphi_\rho].$$

Здесь $K_{\nu\rho}$ — коэффициент.

Можно заметить, что момент содержит пульсирующие и постоянные составляющие. Если исключить первые, дающие нуль за полный период, то останется постоянный момент. Аргумент синуса при этом составляет φ_ρ; второй его член должен быть равен нулю,

$$\rho\omega_2+\omega_1-\nu\omega_2\pm\omega_1=0.$$

Это равенство удовлетворяется в двух случаях. Во-первых, если $\rho=\nu$, т. е. если гармоника поля статора возбуждает гармонику поля ротора того же порядка. Дело происходит так, как если бы на статоре была обмотка с числом пар полюсов 2ν, а на роторе — короткозамкнутая клетка с бесконечно большим числом пазов. Тогда гармонике статорного поля ν соответствовала бы такая же гармоника роторного поля, порождающая момент вращения в функции скольжения ротора в поле статорной гармоники

$$s_\nu=\frac{\frac{\omega_1}{\nu}-\omega_1(1-s_1)}{\omega_1/\nu}=1-\nu(1-s_1) \qquad (5\text{-}66)$$

Гармоники положительного порядка ν являются гармониками прямого вращения, а отрицательного порядка — обратного вращения. Для первых асинхронный момент достигает максимума при скольжении, меньшем единицы, близком к величине $s_1^*=1-1/\nu$, т. е. в режиме двигателя, для вторых это скольжение больше единицы, т. е. достигается в режиме электромагнитного тормоза, а на практике — в режиме реверса. Если максимальный момент от высшей гармоники поля при скольжении s_1^* будет больше, чем избыточный момент, равный разности момента вращения от основной гармоники при этом же скольжении и момента сопротивления привода, а инерция, накопленная ротором при разгоне, будет мала, то ротор может «застрять» на частоте вращения, соответствующей как показано на рис. 5-3, $\omega_2=\omega_1(1-s_1^*)=\omega_1/\nu$. В режиме реверса в большинстве случаев момент сопротивления способствует торможению, однако здесь также возможны застревания.

Во-вторых, возможен случай, когда гармоника порядка статорного поля возбуждает гармонику роторного поля другого порядка.

Равенство (5-65) в этом случае выполняется не при всех ω_2, как было в предыдущем случае, а только при

$$\omega_2=\frac{2\omega_1}{\rho-\nu},$$

где в знаменателе нужно учитывать знаки ρ и ν, отражающие направления вращения этих гармоник относительно основной гармоники поля. Так как момент при этом возникает не при всех ча-

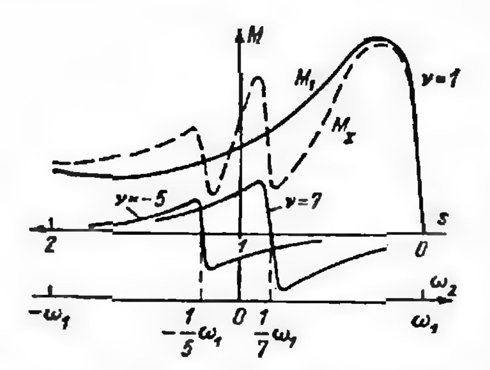


Рис. 5-3. Характеристики моментов вращения от основной, пятой и седьмой пространственных гармоник поля статора

стотах вращения ротора, а лишь при одной, то его называют синхронным моментом в отличие от предыдущего случая, когда момент называется асинхронным. Пусть гармоника статорного поля порядка ρ вращается относительно статора с частотой ω_1/ρ и возбуждает в поле ротора гармонику порядка $\nu \neq \rho$. Эта гармоника в свою очередь будет вращаться относительно ротора с частотой порядка

$$\frac{1}{\nu} s_\rho \omega_1 = \frac{\omega_1}{\nu} [1 - \rho (1 - s_1)],$$

а относительно статора — с частотой порядка

$$\omega_2 \left(1 - \frac{\rho}{\nu}\right) + \frac{\omega_1}{\nu}.$$

Если $\omega_2 = 2\omega_1/(\rho - \nu)$, то предыдущее выражение превращается в ω_1/ν, т. е. гармоника роторного поля порядка ν будет вращаться с синхронной скоростью по отношению к гармонике статорного поля порядка ν. В их взаимодействии и состоит физическая причина возникновения синхронного момента вращения.

Из формул (5-57) — (5-64) видно, что момент вращения пропорционален произведению амплитуды магнитной индукции и амплитуды НС; следовательно, чем ниже порядок и больше пространственный период гармоники поля, тем больше вероятность возникновения существенного паразитного момента вращения в том или ином режиме. Выше мы уже отмечали (см. главу 3), что обмоточные коэффициенты можно выбрать таким образом, чтобы свести к минимуму по крайней мере две гармоники поля статора; кроме того, числом фаз и фазных зон можно регулировать гармонический состав поля обмотки статора. Труднее обстоит дело с гармоническими поля, являющимися результатом взаимодействия гармонических порядка зубчатости статора и ротора, т. е. порядка

$$\frac{z_1}{n} \pm \nu; \quad \frac{z_2}{n} \pm \mu; \quad \frac{z_1}{p} + \frac{z_2}{p} \pm \lambda.$$

Из этих гармоник наиболее опасными представляются те, порядок которых ниже, т. е. гармоники порядка

$$\frac{z_1}{p} \pm \frac{z_2}{p} \pm \lambda.$$

Для их возникновения необходимо, чтобы числа пазов статора и ротора отличались на целое число, кратное числу пар полюсов, т. е. числа пазов ротора вида $z_2 = z_1 + \lambda p$ являются нежелательными (λ — целое, положительное или отрицательное). Однако такое ограничение, будучи жестким, вызвало бы в ряде случаев невозможность изготовления машин на существующих штампах статора и ротора или же затруднения в подборе чисел пазов многоскоростных машин с полюсно-переключаемыми обмотками и т. п. Поэтому на практике требования к числу пазов ротора ограничиваются тем, что проверяется возможный паразитный момент и та частота вращения, на которой он достигает максимума. Если эта частота лежит в диапазоне больших моментов вращения от основной гармоники поля, то опасаться застревания ротора нет оснований.

Сам по себе расчет асинхронных моментов от высших гармоник поля статора и ротора можно сделать, воспользовавшись схемой замещения для ротора, показанной на рис. 5-4. Расчет параметров ротора производится так, как если бы этот ротор был помещен в статор, имеющий νp пар полюсов. При этом ν-я гармоника НС ротора будет составлять по отношению к ν-й гармонике НС статора:

$$\frac{F_{2\nu}}{F_{1\nu}} = \frac{jx_{m\nu}}{jx_{m\nu} + jx'_{2\nu} + r'_{2\nu}/s_\nu}. \tag{5-67}$$

Так как для гармоник достаточно высокого порядка скольжение s_ν уже велико и отношением $r'_{2\nu}/s_\nu$ можно пренебречь, то ориентировочно, учитывая, что $x_{m\nu}$ пропорционально $1/\nu$, а $x'_{2\nu}$ пропорционально ν, получим, что НС ротора отражает НС статора: отношение их амплитуд обратно пропорционально квадрату порядка гармоники поля. Поэтому с асинхронными моментами высокого порядка можно не считаться.

Синхронные моменты труднее поддаются оценке, однако общим соображением здесь является то, что синхронный момент снижается с увеличением его порядка, т. е. с увеличением числа пар полюсов вызвавшей его гармоники. Так как наиболее опасными являются гармоники порядка $z_1 - z_2 \pm p$, то на них и следует сосредоточить внимание. В обстоятельной работе С. Дреемана и Д. Леннингера [44] приводится результат расчета и экспериментальной оценки синхронных моментов вращения, возникающих в асинхронных двигателях, когда число пазов статора и ротора отличается на число, кратное p:

$$z_2 = z_1 + kp,$$

где k может быть и положительным и отрицательным. Авторы [44] разделяют провалы в кривой момента вращения, вызванные синхронным моментом, на пять порядков по величине, исходя из числа пар полюсов результирующей гармоники в зазоре. Это иллюстри-

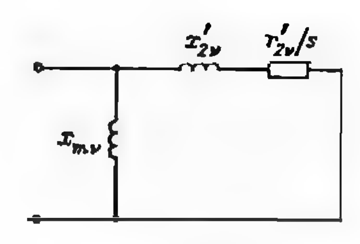


Рис. 5-4. Схема замещения для ν-й гармоники поля статора

руется таблицей 5-2. Возможные провалы момента вращения показаны в табл. 5-3, где в соответствующем месте на пересечении столбца и строки стоит буква, обозначающая, в каком режиме может быть этот провал. Буква Н означает неподвижный ротор (начало пуска или конец торможения), Д — режим двигателя и Т — режим тормоза (реверс). Особо сильные провалы кривой момента вращения обозначены жирным шрифтом. Наконец, в табл. 5-4 приведены частоты вращения ротора в долях синхронной, при которых имеют место наиболее сильные провалы кривой момента в режиме двигателя при неблагоприятном сочетании чисел пазов статора и ротора.

Таблица 5-2. **Гармоники поля в зазоре и порядок амплитуд провалов в кривой момента вращения при неблагоприятных числах пазов статора и ротора z_1 и z_2**

Порядок амплитуды провала момента	1	2	3	4	5	
Число пар полюсов гармоники поля ν	p	p	$2p$	$3p$	$5p$	$5p$
Частота вращения ротора в долях синхронной ω_2/ω_1	0	$\frac{2p}{z_2}$	0	$\frac{p}{z_2}$	0	$\frac{2p}{z_2}$
Число пазов ротора z_2	z_1	$z_1 \pm 2p$	$z_1 \pm 3p$	$z_1 \mp 4p$, $z_1 - 2p$	$z_1 \pm 6p$	$z_1 - 4p$

Пользование таблицами 5-2 — 5-4 облегчает выбор не только числа пазов, но и типа клетки двигателя: так, при большом провале момента и неподвижном роторе можно увеличить тем или иным способом пусковой момент и избежать застревания ротора при пуске.

В главе 3 были получены выражения для амплитуд и порядков временных и пространственных гармоник m-фазной обмотки, по которой протекает ток, несинусоидально изменяющийся во времени. В табл. 3-4 приведены порядки таких гармоник и их угловые частоты вращения, отнесенные к частоте вращения основной гар-

моники поля обмотки статора. Из этих данных следует, что когда порядок временной и пространственной гармоники совпадает, эта гармоника вращается синхронно с основной и, следовательно, образует полезный вращающий момент. Наличие этих гармоник приводит только к дополнительному насыщению магнитной цепи и некоторому снижению коэффициента мощности. Все остальные гар-

Таблица 5-3. **Провалы в кривой момента вращения двигателя при числе пазов ротора $z_2 = z_1 + kp$**

k	Число пар полюсов высшей гармоники по отношению к основной												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
10	Т		Д		Т		Т		Д		Т		Т
9		Н	Т	Н				Н		Н			
8	Д				Д		Д		Т		Д		Д
7	Н					Д						Д	
6					Н		Н				Н		Н
5						Т						Т	
4	Т		Д		Т		Т		Д		Т		Т
3		Н		Н				Н		Н			
2	Д		Т		Д		Д		Т		Д		Д
1						Д						Д	
0	Н				Н		Н				Н		Н
—1						Т						Т	
—2	Т		Д		Т		Т		Д		Т		Т
—3		Н		Н				Н		Н			
—4	Д		Т		Д		Д		Т		Д		Д
—5						Д						Д	
—6	Н				Н		Н				Н		Н
—7						Т						Т	
—8	Т		Д		Т		Т		Д		Т		Т
—9		Н		Н				Н		Н			
—10	Д		Т		Д		Д		Т		Д		Д

Таблица 5-4. **Частоты вращения ротора в долях основной частоты ω_2/ω_1, при которых наблюдаются особо сильные провалы в кривой момента двигателя при числе пазов ротора, равном $z_2 = z_1 + kp$**

k	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
0		+			+			+			+
p/z_2	+			+			+			+	
$2p/z_2$			+						+		

k	−1	−2	−3	−4	−5	−6	−7	−8	−9	−10
0			+			+			+	
p/z_2		+			+			+		
$2p/z_2$				+						

моники являются несинхронными и в результате образуют тормозные или ускоряющие моменты, которые эквивалентны дополнительным потерям. Прежде чем пояснить расчет этих потерь, укажем, что число несинхронных гармоник с ростом числа фаз падает, а порядок оставшихся возрастает и амплитуда их снижается. Следовательно, для повышения КПД целесообразно в разумных пределах увеличивать число фаз двигателя, питающегося от преобразователя частоты.

В пределе при бесконечно большом числе фаз все гармоники становятся синхронными и потери от них исчезают, однако на практике достаточно, по-видимому, иметь от 6 до 12 фаз при ширине фазной зоны π/m.

Для расчета дополнительных потерь от высших гармоник тока статора необходимо вначале определить амплитуды гармоник тока, так как при расчете двигателя, питаемого от преобразователя напряжения и частоты, обычно задаются только гармоники питающего напряжения. Для этого используется основная схема замещения, параметры которой рассчитываются для каждой временной гармоники в отдельности.

Все индуктивные сопротивления, рассчитанные ранее для основной гармоники, умножаются на порядок временной гармоники. Кроме того, коэффициенты вытеснения для токов вычисляются по формулам, в которые вместо частоты f подставляется частота νf. Активные и индуктивные сопротивления массивного ротора умножаются на $\sqrt{\nu}$. После этого определяется результирующее сопротивление рабочей и намагничивающей ветвей схемы замещения, а по этим сопротивлениям — токи ротора и статора, как если бы машина питалась от напряжения частотой $f\nu$ и амплитудой $U_{1\nu}$:

$$\dot{I}_{2\nu} = \frac{I'_\nu}{c_1} = \frac{U_{1\nu}}{\sqrt{r_{2\nu}^2 + x_{2\nu}^2}}; \qquad I_{1\nu} = \frac{U_{1\nu}}{z_\nu}. \tag{5-68}$$

момент, вызванный ν-й гармоникой при синхронной частоте вращения,

$$M_\nu = \frac{m_1 (\dot{I}'_\nu)^2 \dot{r}_{2\nu}}{\omega_1 \nu} \tag{5-69}$$

и коэффициент мощности ν-й гармонической напряжения

$$\cos\varphi_\nu = r_\nu / z_\nu. \tag{5-70}$$

При расчете потерь, вызванных ν-й временной гармоникой поля, нужно потери в стали умножить на отношение квадратов амплитуд ν-й и основной гармоник напряжения, поделить на квадрат порядка ν и рассчитать или получить на опыте удельные потери в стали при $f_\nu = \nu f_1$:

$$p_{0\nu} = 2{,}16 \frac{f\nu}{100} + 4{,}9 \left(\Delta \frac{f\nu}{100}\right)^2$$

$$p_{ст\nu} = \frac{p_{0\nu}}{p_0} \left(\frac{U_{1\nu}}{\nu U_1}\right)^2 p_{ст}. \tag{5-71}$$

Поверхностные и пульсационные потери в роторе и статоре также получаются приведением:

$$\left.\begin{aligned} p_{0пв\,\nu} &= p_{0пв} \left(\frac{U_{1\nu}}{U_1}\right)^2 \nu^{1,5};\\ p_{0пл\,\nu} &= p_{0пл} \left(\frac{U_{1\nu}}{U_1}\right)^2 \nu^{2};\\ p_{н.пв\,\nu} &= p_{н.пв} \left(\frac{I_\nu}{I_1}\right)^2 \nu^{1,5}\\ p_{н.пл\,\nu} &= p_{н.пл} \left(\frac{I_\nu}{I_1}\right)^2 \nu^{2}. \end{aligned}\right\} \tag{5-72}$$

Учесть потери от высших гармонических тока в меди статора можно, записав суммарный коэффициент Фильда в виде

$$k_r = k_{r1} + \sum_\nu \left(\frac{I_\nu}{I_1}\right)^2 + (k_{r1} - 1) \sum_\nu \left(\frac{I_\nu}{I_1} \nu\right)^2 \varphi(\nu). \tag{5-73}$$

Значения $\varphi(\nu)$ в зависимости от порядка гармоники и числа фаз приведены в табл. 5-5.

Потери в роторе от каждой гармонической поля статора составляют

$$p_{[illegible]} = m (\dot{I}_{2\nu})^2 \dot{r}_{2\nu} s_\nu \tag{5-74}$$

Таблица 5-5

m	ν	k	Значения $\varphi(\nu)$ при β, равном					
			$^1/_6$	$^1/_3$	$^1/_2$	$^2/_3$	$^5/_6$	1,0
3	$1\pm 6k$	1, 2, 3, ...	0,344	0,437	0,625	0,812	0,906	1,0
6	$1\pm 6k$	1, 3, 5, ...	0,95	0,437	0,625	0,813	0,3	1,0
6	$1\pm 12k$	0, 1, 2, ...	0,3	0,437	0,625	0,813	0,95	1,0

Дополнительные потери складываются с основными и учитываются при расчете КПД. Результирующий коэффициент мощности двигателя можно определить, воспользовавшись формулой

$$\cos\varphi = \frac{\sum\limits_{\nu=1}^{\infty}\frac{U_{1\nu}}{U_1}I_\nu\cos\varphi_\nu}{\sqrt{\left(\sum\limits_{\nu=1}^{\infty}\frac{U_{1\nu}}{U_1}I_\nu\cos\varphi_\nu\right)^2+\left(\sum\limits_{\nu=1}^{\infty}\frac{U_{1\nu}}{U_1}I_\nu\sin\varphi_\nu\right)^2}}. \quad (5\text{-}75)$$

Необходимо отметить еще следующее обстоятельство. Оценка влияния несинусоидальности кривой напряжения на показатели работы двигателя становится наиболее важной при проектировании частотно-регулируемых приводов, основным элементом которых является статический преобразователь частоты. При широком регулировании частоты нужно помнить, что даже для весьма мощных машин расчет режимов работы на низких частотах желательно проводить с помощью точной схемы замещения, как указано в главе 2.

5-4. Несимметричные режимы работы асинхронных машин

В процессе эксплуатации асинхронных машин могут иметь место случаи несимметрии подведенной системы напряжений, включения машины в сеть через систему сопротивлений, несимметричную по фазам, и, наконец, эксплуатация машины после ремонта с отключенными катушками в отдельных фазах, что может создавать несимметрию самой обмотки машины. Основным методом расчета токов и напряжений в этих режимах является метод симметричных составляющих в тех или иных модификациях, диктуемых удобством расчета. Общая методика расчета методом симметричных составляющих с преобразованием многофазных систем к координатам прямой, обратной и нулевой последовательности приводилась в главе 2. В практике могут встретиться следующие основные несимметричные режимы работы асинхронной машины:

работа симметричной машины с симметричными обмотками от системы напряжений, в которой имеется несимметрия; работа машины с несимметричными обмотками от симметричной системы напряжений и работа несимметричной машины от несимметричной системы напряжений. К последнему случаю можно отнести режимы работы однофазных машин. В начале рассмотрим вопрос учета несимметрии статорных обмоток.

Пусть в статорной обмотке трехфазной асинхронной машины неодинаковы числа витков в каждой из трех фаз A, B и C, неодинаковы и обмоточные коэффициенты для основной гармоники. Примем фазу A за основную и введем два коэффициента, являющихся отношением эффективных чисел витков фаз B и C к эффективному числу витков фазы A:

$$a_{BA}=\frac{w_Bk_{об1}}{w_Ak_{об1}};\qquad a_{CA}=\frac{w_Ck_{об1}}{w_Ak_{об1}}.$$

Тогда матрицы перехода от системы фазных токов $\dot I_A$, $\dot I_B$, $\dot I_C$ к системе токов прямой, обратной и нулевой последовательности $\dot I_+$, $\dot I_-$, $\dot I_0$ будут выглядеть следующим образом

$$\begin{array}{c} \\ \dot I_+ \\ \dot I_- \\ \dot I_0 \end{array}\begin{array}{ccc} \dot I_A & \dot I_B & \dot I_C \\ \left[\begin{array}{c:c:c} \frac{1}{3} & e_{j+}\frac{a_{BA}}{3} & e_{j-}\frac{a_{CA}}{3} \\ \frac{1}{3} & e_{j-}\frac{a_{BA}}{3} & e_{j+}\frac{a_{CA}}{3} \\ \frac{1}{3} & \frac{a_{BA}}{3} & \frac{a_{CA}}{3} \end{array}\right] \end{array};\quad \begin{array}{c} \\ \dot I_A \\ \dot I_B \\ \dot I_C \end{array}\begin{array}{ccc} \dot I_+ & \dot I_- & \dot I_0 \\ \left[\begin{array}{c:c:c} 1 & 1 & 1 \\ \frac{e_{j-}}{a_{BA}} & \frac{e_{j+}}{a_{BA}} & \frac{1}{a_{BA}} \\ \frac{e_{j+}}{a_{CA}} & \frac{e_{j-}}{a_{CA}} & \frac{1}{a_{CA}} \end{array}\right] \end{array}. \quad (5\text{-}76)$$

Здесь e_{j+} — оператор поворота на угол $2\pi/m$ в прямом направлении; e_{j-} — оператор поворота на угол $2\pi/m$ в обратном направлении; m — число фаз (в данном случае $m=3$).

Если из результатов расчета несимметричного режима нам известные фазные токи $\dot I_A$, $\dot I_B$ и $\dot I_C$, то симметричные их составляющие для несимметричной системы обмоток определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot I_+ &= \frac{1}{3}(\dot I_A+\dot I_Be_{j+}a_{BA}+\dot I_Ce_{j-}a_{CA}); \\ \dot I_- &= \frac{1}{3}(\dot I_A+\dot I_Be_{j-}a_{BA}+\dot I_Ce_{j+}a_{CA}); \qquad (5\text{-}77) \\ \dot I_0 &= \frac{1}{3}(\dot I_A+a_{BA}\dot I_B+a_{CA}\dot I_C). \end{aligned}$$

а механический момент вращения можно найти по формуле

$$M_1 = \frac{m_1 p}{2\pi f}\left(I_+^2 r_+ - I_-^2 r_-\right), \tag{5-78}$$

где

$$\left.\begin{aligned} & r_+ = \operatorname{Re} Z_+; \quad r_- = \operatorname{Re} Z_-; \\ & Z_+ = \frac{1}{\dfrac{1}{Z_{2s+}} + \dfrac{1}{jx_m}}; \quad Z_- = \frac{1}{\dfrac{1}{Z_{2s-}} + \dfrac{1}{jx_m}}; \\ & Z_{2s+} = \frac{r_2'}{s} + jx_2'; \quad Z_{2s-} = \frac{r_2'}{2-s} + jx_2'. \end{aligned}\right\} \tag{5-79}$$

Основной задачей, стало быть, является определение самих фазных токов или их симметричных составляющих. Здесь можно использовать два подхода. Во-первых, найти симметричные составляющие фазных напряжений и симметричные составляющие системы полных сопротивлений, в результате чего сразу получаются симметричные составляющие токов. Во-вторых, можно определять фазные токи, воспользовавшись уравнениями для контурных токов или уравнениями Кирхгофа по конкретной схеме включения обмоток.

Как первый, так и второй способ находит применение на практике [20, 32]. Если использовать уравнения для фазных токов, собственные и взаимные сопротивления отдельных фаз, то нужно ввести сопротивления

$$\left.\begin{aligned} & Z_0 = \frac{Z_+ + Z_-}{3}; \quad Z_\alpha = \frac{e_{j+} Z_+ + e_{j-} Z_-}{3}; \\ & Z_\beta = \frac{e_{j+} Z_- + e_{j-} Z_+}{3}. \end{aligned}\right\} \tag{5-80}$$

Тогда получим выражения для собственных и взаимных полных сопротивлений фаз, обусловленных потоком в зазоре:

$$\left.\begin{aligned} & Z_{AA} = Z_0; \quad Z_{BB} = a_{BA}^2 Z_0; \quad Z_{CC} = a_{CA}^2 Z_0; \\ & Z_{AB} = a_{BA} Z_\alpha; \quad Z_{BA} = a_{BA} Z_\beta; \quad Z_{AC} = a_{CA} Z_\beta; \\ & Z_{CA} = a_{CA} Z_\alpha; \quad Z_{BC} = a_{BA} a_{CA} Z_\alpha; \quad Z_{CB} = a_{BA} a_{CA} Z_\beta. \end{aligned}\right\} \tag{5-81}$$

Относительно фазных токов и этих сопротивлений справедливы уравнения для ЭДС каждой фазы, наводимой потоком в зазоре:

$$\begin{aligned} & \dot E_A = Z_{AA}\dot I_A + Z_{AB}\dot I_B + Z_{AC}\dot I_C; \\ & \dot E_B = Z_{BA}\dot I_A + Z_{BB}\dot I_B + Z_{BC}\dot I_C; \\ & \dot E_C = Z_{CA}\dot I_A + Z_{CB}\dot I_B + Z_{CC}\dot I_C. \end{aligned} \tag{5-82}$$

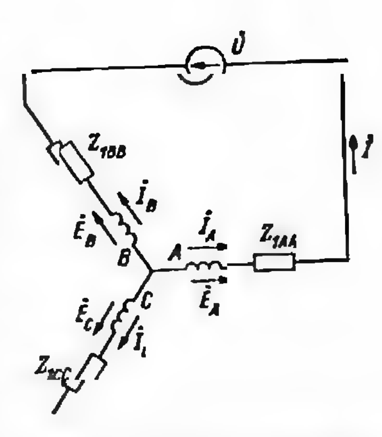


Рис. 5-5. К расчету несимметричных режимов асинхронной машины

Если теперь представить систему обмоток машины, включенной на несимметричное напряжение, как, например, показано на рис. 5-5, заменив падения напряжений на сопротивлениях фаз, обусловленных полем в зазоре, электродвижущими силами $\dot E_A$, $\dot E_B$ и $\dot E_C$, включенными встречно приложенному напряжению, а индуктивные сопротивления рассеяния и активные сопротивления обмоток статора (в общем случае тоже несимметричные) объединить с внешними сопротивлениями, включенными в фазы A, B и C, обозначив их Z_{1AA}, Z_{1BB}, Z_{1CC}, то для схемы на рис. 5-5 можно составить нужное число уравнений Кирхгофа:

$$\left.\begin{aligned} & \dot U = \dot I_A Z_{1AA} + E_A - \dot I_B Z_{1BB} - \dot E_B; \\ & \dot I_C = 0; \quad \dot I_A = -\dot I_B. \end{aligned}\right\} \tag{5-83}$$

Решая эти уравнения, получаем

$$\dot I_A = -\dot I_B = \frac{\dot U_1}{Z_{1AA} + Z_{1BB} + Z_{AA} + Z_{BB} - Z_{AB} - Z_{BA}},$$

после чего несложно определить момент по формуле (5-78).

Описанный выше прием легко распространить на произвольное число фаз m, введя оператор поворота в виде

$$e_{j+} = e^{j2\pi/m}; \quad e_{j-} = e^{-j2\pi/m}$$

и вычисляя сопротивления по формулам:

$$Z_{e0} = \frac{1}{m}(Z_+ + Z_-); \quad Z_{e1} = \frac{1}{m}(Z_+ e_{j+} + Z_- e_{j-});$$

$$Z_{e2} = \frac{1}{m}(Z_+ e_{j+}^2 + Z_- e_{j-}^2); \quad Z_{e3} = \frac{1}{m}(Z_+ e_{j+}^3 + Z_- e_{j-}^3); \quad \ldots;$$

$$Z_{e,m-1} = \frac{1}{m}(Z_+ e_{j+}^{m-1} + Z_- e_{j-}^{m-1}).$$

Собственные и взаимные сопротивления отдельных фаз определяются формулами

$$Z_{11} = Z_{e0}; \quad Z_{12} = a_2 Z_{e1};$$

$$Z_{13} = a_3 Z_{e2}; \quad \ldots; \quad Z_{1m} = a_m Z_{e,m-1};$$

$$Z_{21}=a_2Z_{e,\,m-1};\quad Z_{22}=a_2^2Z_{e0};\quad Z_{23}=a_2a_3Z_{e1};\ \ldots;\ Z_{2m}=a_2a_mZ_{e,\,m-2};$$

. . . .

$$Z_{m1}=a_mZ_{e1};\quad Z_{m2}=a_2a_mZ_{e2};\quad Z_{m3}=a_3a_mZ_{e3};\ \ldots;\ Z_{m,\,m-1}=$$
$$=a_{m-1}a_mZ_{e0},$$

где a_k — отношение эффективного числа витков данной k-й фазы к числу витков первой. Уравнения (5-82) запишутся в обобщенном виде

$$E_i=Z_{ik}I_k,$$

где E_i—матрица-столбец ЭДС, Z_{ik} — квадратная матрица собственных и взаимных сопротивлений и I_k — матрица-строка токов.

По аналогии со случаем трех фаз можно составить достаточное число уравнений Кирхгофа для токов, ЭДС и внешних напряжений, найти фазные токи, а по ним токи прямой, обратной и нулевой последовательности:

$$\dot I_+=\frac{1}{m}(\dot I_1+a_2\dot I_2e_{j+}+a_3\dot I_3e_{j+}^2+\ldots+a_m\dot I_me_{j+}^{m-1});$$
$$\dot I_-=\frac{1}{m}(\dot I_1+a_2\dot I_2e_{j-}+a_3\dot I_3e_{j-}^2+\ldots+a_m\dot I_me_{j-}^{m-1});\quad (5\text{-}84)$$
$$\dot I_0=\frac{1}{m}(\dot I_1+a_2\dot I_2+a_3\dot I_3+\ldots+a_m\dot I_m),$$

с помощью которых определить момент вращения в данном режиме.

В приведенных выше рассуждениях не учитывалась угловая несимметрия обмоток статора, которая, естественно, тоже может иметь место. Допустим, что в результате отключения части катушек изменилось не только число витков, но и угловое расположение осей отдельных фаз, как показано на рис. 5-6. Пусть угол μ_{AB} составляет не 120, а 115° и угол $\mu_{AC}=239°$ вместо 240°. Тогда примем, что обмотка машины состоит из 360 фаз с фазовым углом 1°, из которых три являются действительными, а остальные 357 — воображаемыми, фиктивными. Пересчитаем параметры, связанные с вторичной цепью схемы замещения на 360 фаз, т. е. умножим r_2', x_2' и x_m на отношение 360/3. Введем оператор поворота на единичный фазовый угол $e_1=e^{j2\pi/360}$. Тогда операторы поворота при переходе от одной действительной фазы к другой будут иметь вид:

$$e^{j\mu_{AB}}=e_{AB};\quad e^{j(360-\mu_{AB})}=e_{BA};$$
$$e^{j\mu_{AC}}=e_{AC};\quad e^{j(360-\mu_{AC})}=e_{CA};$$
$$e^{j\mu_{BC}}=e_{BC};\quad e^{j(360-\mu_{BC})}=e_{CB}.$$

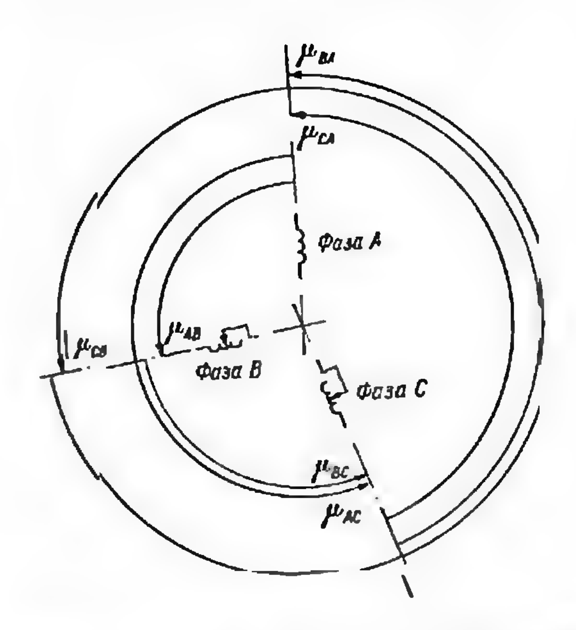


Рис. 5-6. Учет угловой несимметрии фазных обмоток

Собственные и взаимные полные сопротивления действительных фаз будут рассчитываться по следующим формулам:

$$Z_{AA}=\frac{1}{360}(Z_++Z_-);$$

$$Z_{BB}=a_{BA}^2Z_{AA};\quad Z_{CC}=a_{CA}^2Z_{AA};$$

$$Z_{AB}=\frac{a_{BA}}{360}(e_{AB}Z_++e_{BA}Z_-);$$

$$Z_{BA}=\frac{a_{BA}}{360}(e_{BA}Z_++e_{AB}Z_-);$$

$$Z_{AC}=\frac{a_{CA}}{360}(e_{AC}Z_++e_{CA}Z_-);$$

$$Z_{CA}=\frac{a_{CA}}{360}(e_{CA}Z_++e_{AC}Z_-);$$

$$Z_{BC}=\frac{a_{BA}a_{CA}}{360}(e_{BC}Z_++e_{CB}Z_-)$$

$$Z_{CB}=\frac{a_{BA}a_{CA}}{360}(e_{CB}Z_++e_{BC}Z_-)$$

Для 360-фазной машины по формулам (5-78) и (5-84), приведенным выше, находим $\dot{I}_+$, $\dot{I}_-$, электромагнитный момент и мощность:

$$\dot{I}_+ = \frac{1}{360}\left(\dot{I}_A + \dot{I}_B a_{BA} e^{j\mu_{AB}} + \dot{I}_C a_{CA} e^{j\mu_{AC}}\right);$$

$$\dot{I}_- = \frac{1}{360}\left(\dot{I}_A + \dot{I}_B a_{BA} e^{j\mu_{BA}} + \dot{I}_C a_{CA} e^{j\mu_{CA}}\right);$$

$$M = \frac{360p}{2\pi f}\left(I_+^2 r_+ - I_-^2 r_-\right);$$

$$P_2' = M\omega_2/p.$$

Естественно, что число фиктивных фаз, а следовательно, и громоздкость вычислений будет определяться исключительно точностью определения взаимного расположения фаз: если эта точность допускает погрешность до 10°, то достаточно 36 фаз, если же требуется учесть фазовый сдвиг с точностью до 0,1°, то потребуется 3600 фиктивных фаз и т. п. Во многих практических случаях достаточная точность достигается вообще без учета угловой несимметрии фаз.

5-5. Математическое обеспечение расчета установившихся режимов работы

Обычно математическое обеспечение расчетов, т. е. алгоритмы и комплексы прикладных программ, применяемых различными фирмами для электромагнитных и электромеханических расчетов асинхронных машин, определяется возможностями применяемых ЭВМ, характером продукции и даже пристрастиями разработчиков. Поэтому, не ставя задачи дать исчерпывающие рекомендации, мы, приводя в главе 2 примеры программ расчета переходных процессов асинхронных машин, рассматривали их только как возможные примеры реализации. В качестве таких примеров ниже приводятся программы HARAKT и THEVEN (прогр. 5-1, 5-2), с помощью которых, задаваясь параметрами схем замещения, можно определить характеристики машины в симметричном режиме при различных параметрах источника питания.

Аналогичным примером математического обеспечения расчета несимметричного режима являются программы ASTRE, ASZVE и TASTRE.

На рис. 5-7 и 5-8 представлены различные варианты цепей, компонентом которых является трехфазная асинхронная машина. Фазы статорной обмотки A, B, C смещены относительно друг друга на 120°, но в общем случае имеют разные числа витков. Число витков фазы A принимается неизменным (ненулевым), а отношения эффективных витков фаз B и C к эффективному числу витков фазы

Расчет рабочих характеристик асинхронной машины по уточненным формулам с учетом комплексного характера коэффициента рассеяния c_1

Задаются: напряжение U_1, частота f, число фаз m_1, параметры обмоток статора и ротора r_1, x_1, r_2', x_2', x_m; определяются: скольжение, мощность, токи статора и ротора, коэффициент мощности и КПД

```
      PROGRAM HARAKT
      REAL I1,I2,MM,M
      INTEGER P
      COMPLEX J,Z2S,I
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ M1 [ЦЕЛОЕ ЧИСЛО]'
      ACCEPT 3,M1
3     FORMAT (I2)
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ U'
      ACCEPT 4,U
4     FORMAT (F12.5)
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ F'
      ACCEPT 4,F
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ P [ЦЕЛОЕ ЧИСЛО]'
      ACCEPT 3,P
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ R1'
      ACCEPT 4,R1
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ X1'
      ACCEPT 4,X1
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ R2'
      ACCEPT 4,R2
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ X2'
      ACCEPT 4,X2
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ RM'
      ACCEPT 4,RM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ XM'
      ACCEPT 4,XM
      ZM=CMPLX(RM,XM)
      J=(0.,1.)
      PI=3.14159
      PRINT *,'          РАСЧЕТ ПО ПРОГРАММЕ "HARAKT"'
      PRINT *,'***** ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ: U=',U,'F=',F
      PRINT *,'P=',P,'M1=',M1,'R1=',R1,'X1=',X1
      PRINT *,'R2=',R2,'X2=',X2,'RM=',RM,'XM=',XM
      PRINT *,'***** РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА:'
      PRINT 10
10    FORMAT (3X,5HСКОЛЬЖ,3X,6HM [HM],3X,6HP2[ВТ],1X,9HA.FA(F/U),
     * 2X,6HI1 [A],3X,6HI2 [A],3X,6HCOS F1,3X,6HК.П.Д./)
      OMEG=2*PI*F/P
      GAMMA=ATAN((XM*R1-X1*RM)/(XM*(X1+XM)+RM*(R1+RM)))
      C1=SQRT(((R1+RM)**2+(X1+XM)**2)/(RM**2+XM**2))
      COG=COS(GAMMA)
      SIG=SIN(GAMMA)
      S=0
      DO 30 K=1,20
      S=S+.05
      R=R1+C1*(R2/S*COS+X2*SIG)
      X=X1+C1*(X2*COS-R2/S*SIG)
      RX=R**2+X**2
      M=M1*U**2*R2/(S*OMEG*RX)
      P2=M*(1-S)*OMEG
      ALFA=SQRT(((R2/S)**2+X2**2)/RX)
      Z2S=(R2/S+J*X2)*(RM+J*XM)/(R2/S+J*X2+RM+J*XM)
```

```
      I=U/(R1+J*X1+Z2S)
      I1=CABS(I)
      I2=I1/SQRT(RX)
      FI=ATAN2(AIMAG(I),REAL(I))
      CO=COS(FI)
      P1=M1*U*I1*CO
      EFF=P2/P1
      PRINT 20,S,N,P2,ALFA,I1,I2,CO,EFF
20    FORMAT (8(1X,F8.3))
30    CONTINUE
      PRINT *,'*** КРИТИЧЕСКИЕ ВЕЛИЧИНЫ:'
      USP=M1*U**2/(2*C1)
      T=R1*COS-X1*SIG
      Q=X1*COS+R1*SIG
      W=Q+C1*X2
      MM=USP/OMEG/(SQRT(T**2+W**2)+T)
      SM=C1*R2/SQRT((R1+C1*(2*SIG))**2+(X1+C1*X2*COS)**2)
      V=T+C1*R2
      P2M=USP/(SQRT(V**2+W**2)+V)
      CIS=R1**2+X1**2+(C1*X2)**2+2*C1*(X2*Q+R2*T)
      SP=1/(1+SQRT(1+CIS/(C1*R2)**2))
      PRINT *,'МАКСИМАЛЬНЫЙ МОМЕНТ, НМ=',MM
      PRINT *,'СКОЛЬЖ.ПРИ МАКС.МОМЕНТЕ=',SM
      PRINT *,'МАКСИМУМ ПОЛЕЗН.МЕХАНИЧ. МОЩНОСТИ, ВТ=',P2M
      PRINT *,'СКОЛЬЖЕНИЕ ПРИ МАКСИМУМЕ МЕХ.МОЩНОСТИ=',SP
      STOP
      END
```

A могут быть отличными от 1, и в частности равными нулю; эти отношения выражаются соответственно коэффициентами a_{BA} и a_{CA}.

Для каждой конкретной схемы заданными величинами являются комплексные ЭДС источников питания $\dot{U}_A$, $\dot{U}_B$, $\dot{U}_C$; частота f, Гц; число пар полюсов статорной обмотки p; сопротивление взаим-

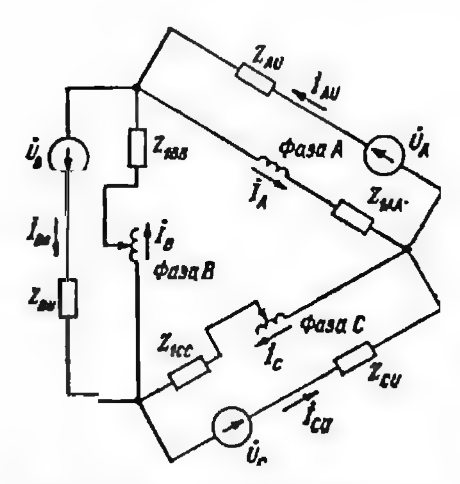


Рис. 5-7. К программе расчета несимметричного режима при включении фазных обмоток в треугольник

Схеме соответствует программа ASTRE

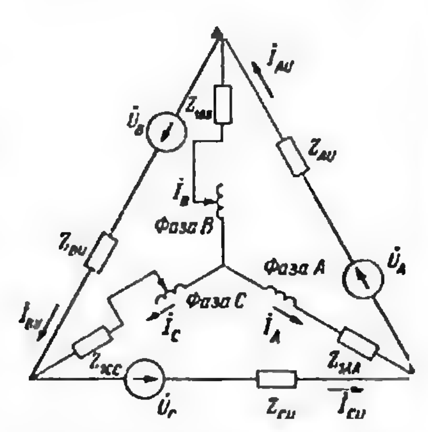


Рис. 5-8. К программе расчета несимметричного режима при включении обмоток в звезду с изолированной нейтралью

Схеме соответствует программа ASZVE

Расчет процессов в асинхронной машине по формулам, соответствующим схеме замещения на рис. 2-9

Исходные данные аналогичны данным программы 5-

```
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ M1 (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО)'
      ACCEPT 3,M1
3     FORMAT (I2)
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ U'
      ACCEPT 4,U
4     FORMAT (F10.3)
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ F'
      ACCEPT 4,F
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ P (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО)'
      ACCEPT 3,P
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ R1'
      ACCEPT 4,R1
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ X1'
      ACCEPT 4,X1
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ R2'
      ACCEPT 4,R2
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ X2'
      ACCEPT 4,X2
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ RM'
      ACCEPT 4,RM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ XM'
      ACCEPT 4,XM
      [illegible]
      PI=3.14159
      [illegible]
      PRINT *,'     РАСЧЕТ ПО ПРОГРАММЕ "T-ЧЕНЕН"'
      PRINT *,'********** ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ: [illegible]
      PRINT *,[illegible]
      PRINT *,[illegible]
      PRINT *,'********** РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА:'
      PRINT 10
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
      [illegible]
```

```
[illegible]
[illegible]
CONTINUE
[illegible]
[illegible]
[illegible]
PRINT [illegible]
PRINT [illegible]
STOP
END
```

ной индукции x_m, Ом; параметры ротора r_2' и x_2', Ом, приведенные к фазе A статорной обмотки; сопротивления Z_{AU}, Z_{BU}, Z_{CU}, включенные последовательно с источниками питания; сопротивления Z_{1AA}, Z_{1BB}, Z_{1CC}, каждое из которых представляет собой сумму собственного сопротивления конкретной фазы статора A, B, C и последовательно включенного «внешнего» сопротивления.

С целью упрощения анализа потери в стали считаем пренебрежимо малыми и не принимаем во внимание поля от высших гармонических.

Расчетные процедуры и программы, приведенные ниже, основаны на совместном решении уравнений Кирхгофа, составленных применительно к той или иной схеме.

Так, для рис. 5-7 справедливы следующие уравнения:

$$0=\dot I_A-\dot I_C-\dot I_{AU}+\dot I_{CU};\quad 0=\dot I_B-\dot I_A+\dot I_{AU}-\dot I_{BU};$$

$$\dot U_A+\dot U_B+\dot U_C=\dot I_{AU}Z_{AU}+\dot I_{BU}Z_{BU}+\dot I_{CU}Z_{CU};$$

$$\dot U_A=\dot E_A+\dot I_AZ_{1AA}+\dot I_{AU}Z_{AU};$$

$$\dot U_B=\dot E_B+\dot I_BZ_{1BB}+\dot I_{BU}Z_{BU};$$

$$\dot U_C=\dot E_C+\dot I_CZ_{1CC}+\dot I_{CU}Z_{CU},$$

дополняемые системой (5-82) для ЭДС.

Рис. 5-8 соответствует система

$$\dot U_A=\dot I_{AU}Z_{AU}+\dot E_A+\dot I_AZ_{1AA}-\dot E_B-\dot I_BZ_{1BB};$$

$$\dot U_B=\dot I_{BU}Z_{BU}+\dot E_B+\dot I_BZ_{1BB}-\dot E_C-\dot I_CZ_{1CC};$$

$$\dot U_C=\dot I_{CU}Z_{CU}+\dot E_C+\dot I_CZ_{1CC}-\dot E_A-\dot E_A-\dot I_AZ_{1CC};$$

$$0=\dot I_A+\dot I_B+\dot I_C;\quad 0=\dot I_B+\dot I_{AU}-\dot I_{BU};\quad 0=\dot I_C+\dot I_{BU}-\dot I_{CU}.$$

В программе ASTRE рассчитываются токи, потребляемая мощность, полный механический момент и другие характеристики режима применительно к схеме рис. 5-7, в программе ASZVE — применительно к рис. 5-8, а в программе TASTRE — применительно к рис. 5-7, но с дополнительным учетом угловой несимметрии расположения фаз обмоток. Исходными данными являются напряжения, частота, число пар полюсов, коэффициенты несимметрии и параметры схемы замещения (прогр. 5-3 — 5-5).

Расчет режима работы асинхронной машины при несимметрии фаз обмотки статора, включенных в треугольник (рис. 5-7)

```
[illegible] ASTRE
PRINT *,'   РАСЧЕТ ПО ПРОГРАММЕ ASTRE'
PRINT *, ********** ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ:
COMPLEX [illegible]
COMPLEX [illegible]
COMPLEX [illegible]
COMPLEX [illegible]
COMPLEX [illegible]
COMPLEX [illegible]
COMPLEX [illegible]
[illegible]
FORMAT (F[illegible])
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ ДЕЙСТВ. КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ [illegible]'
ACCEPT [illegible]
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ МНИМЫЙ КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ [illegible]'
ACCEPT 5,[illegible]IN
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ ДЕЙСТВ. КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ [illegible]'
ACCEPT 5,[illegible]RE
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ МНИМЫЙ КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ UB'
ACCEPT 5,[illegible]IN
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ ДЕЙСТВ. КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ U[illegible]'
ACCEPT 5,UCRE
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ МНИМЫЙ КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ UC'
ACCEPT 5,UCIN
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ ЧАСТОТЫ F'
ACCEPT 5,F
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ ЧИСЛА ПАР ПОЛЮСОВ P'
ACCEPT 5,P
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ [illegible]'
ACCEPT 5,[illegible]
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ РЕАКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ [illegible]'
ACCEPT 5,[illegible]IN
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ZBU'
ACCEPT 5,ZBURE
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ РЕАКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ZBU'
ACCEPT 5,ZBUIN
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ZCU'
ACCEPT 5,ZCURE
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ РЕАКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ZCU'
ACCEPT 5,ZCUIN
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Z1AA'
ACCEPT 5,Z1AARE
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ РЕАКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Z1AA'
ACCEPT 5,Z1AAIN
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Z1BB'
ACCEPT 5,Z1BBRE
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ РЕАКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Z1BB'
ACCEPT 5,Z1BBIN
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Z1CC'
ACCEPT 5,Z1CCRE
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ РЕАКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Z1CC'
ACCEPT 5,Z1CCIN
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ R2'
ACCEPT 5,R2
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ [illegible]'
ACCEPT 5,[illegible]
TYPE *, 'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ [illegible]'
ACCEPT 5,[illegible]
```

```
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ОТНОШЕНИЕ ЭФФЕКТ. ВИТКОВ ФАЗ В И А - ABBAA'
      ACCEPT 5,ABBAA
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ОТНОШЕНИЕ ЭФФЕКТ. ВИТКОВ ФАЗ С И А - ACCAA'
      ACCEPT 5,ACCAA
      UA=CMPLX(UARE,UAIM)
      UB=CMPLX(UBRE,UBIM)
      UC=CMPLX(UCRE,UCIM)
      ZAU=CMPLX(ZAURE,ZAUIM)
      ZBU=CMPLX(ZBURE,ZBUIM)
      ZCU=CMPLX(ZCURE,ZCUIM)
      Z1AA=CMPLX(Z1AARE,Z1AAIM)
      Z1BB=CMPLX(Z1BBRE,Z1BBIM)
      Z1CC=CMPLX(Z1CCRE,Z1CCIM)
      [illegible](0.,1.)
      EJPL=(-.5,.86603)
      EJMI=(-.5,-.86603)
      PI=3.14159
      PRINT *,'UA=',UA,'UB=',UB
      PRINT *,'UC=',UC,'F=',F,'P=',P
      PRINT *,'ZAU=',ZAU,'ZBU=',ZBU
      PRINT *,'ZCU=',ZCU
      PRINT *,'Z1AA=',Z1AA,'Z1BB=',Z1BB
      PRINT *,'Z1CC=',Z1CC
      PRINT *,[illegible]
      PRINT *,'ABBAA=',ABBAA,'ACCAA=',ACCAA
      PRINT *,'************ РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ПО СКОЛЬЖЕНИЮ'
      PRINT 10
10    FORMAT (3X,'S',6X,'IA',[illegible],'IB',[illegible],3X,'IC',[illegible]
     *,'F1',[illegible],'F2',[illegible],'M',[illegible],'EFF',[illegible])
      PRINT 15
15    FORMAT (12X,[illegible]'ФАЗ', [illegible]'ФИ(ГРАД)')
      S=[illegible]
      DO 50 I=1,[illegible]
      S=S+.05
      ZSPL=1E+[illegible]
      IF (ABS(S).LT.1E-5) GO TO 20
      ZSPL=R2/S*[illegible]
20    ZPLUS=1/(1/ZSPL+1/(J*XM))
      ZSMI=1E+8
      IF (ABS(2.-S).LT.1E-6) GO TO 25
      ZSMI=R2/(2-S)*[illegible]
25    ZMINUS=1/(1/ZSMI+1/(J*XM))
      RPL=REAL(ZPLUS)
      RMI=REAL(ZMINUS)
      ZSIG=(ZPLUS+ZMINUS)/3
      ZAA=ZSIG
      ZBB=ABBAA**2*ZSIG
      ZCC=ACCAA**2*ZSIG
      ZALF=(EJPL*ZPLUS+EJMI*ZMINUS)/3
      ZBET=(EJMI*ZPLUS+EJPL*ZMINUS)/3
      ZAB=ABBAA*ZALF
      ZBA=ABBAA*ZBET
      ZAC=ACCAA*ZBET
      ZCA=ACCAA*ZALF
      ZBC=ABBAA*ACCAA*ZALF
      ZCB=ABBAA*ACCAA*ZBET
C22222222222222222222222222222222222222222222222222222222222222222222
      DAA=ZAA+Z1AA
      DBB=ZBB+Z1BB
      DCC=ZCC+Z1CC
      S1=DAA/ZAU-ZCA/ZCU+1
      S2=ZAB/ZAU-ZCB/ZCU
      S3=ZAC/ZAU-DCC/ZCU-1
      S4=ZBA/ZBU-DAA/ZAU-1
      S5=DBB/ZBU-ZAB/ZAU+1
      S6=ZBC/ZBU-ZAC/ZAU
      S7=-DAA-ZBA-ZCA
      S8=-ZAB-DBB-ZCB
      S9=-ZAC-ZBC-DCC
      [illegible]=UA/ZAU-UC/ZCU
      [illegible]=UB/ZBU-UA/ZAU
      DELTA=S1*S5*S9+S2*S6*S7+S3*S4*S8-S3*S5*S7-S1*[illegible]-[illegible]*S4*S9
      DELIA=[illegible]*S5*S9+S3*[illegible]-[illegible]*S5*[illegible]-[illegible]*S9*[illegible]
      DELIB=S1*[illegible]*S9+[illegible]*S6*S7-S3*[illegible]*S7-[illegible]*S4*S9
      DELIC=S2*[illegible]*S7+[illegible]*S4*[illegible]-[illegible]*S8-S7*S1*[illegible]*S2
      IA=DELIA/DELTA
      IB=DELIB/DELTA
      IC=DELIC/DELTA
      IAU=(UA-DAA*IA-ZAB*IB-ZAC*IC)/ZAU
      IBU=IAU+IB-IA
      ICU=IAU+IC-IA
C333333333333333333333333333333333333333333333333333333333333333333333
      F1=REAL(UA*CONJG(IAU))+REAL(UB*CONJG(IBU))+REAL(UC*CONJG(ICU))
      AIA=CABS(IA)
      AIB=CABS(IB)
      AIC=CABS(IC)
      AIAU=CABS(IAU)
      AIBU=CABS(IBU)
      AICU=CABS(ICU)
      ABSIPL=CABS(IA+IB*ABBAA*EJPL+IC*ACCAA*EJMI)/3
      ABSIMI=CABS(IA+IB*ABBAA*EJMI+IC*ACCAA*EJPL)/3
      M=(ABSIPL**2*RPL-ABSIMI**2*RMI)*
     *3*P/(2*PI*F)
      F2=2*PI*F*P*(1-S)*M
      EFF=F2/F1
C     ******* КОНТРОЛЬ F1
      FEM=3.*(ABSIPL**2*RPL+ABSIMI**2*RMI)
      F1K=AIAU**2*REAL(ZAU)+AIBU**2*REAL(ZBU)+AICU**2*REAL(ZCU)+
     *AIA**2*REAL(Z1AA)+AIB**2*REAL(Z1BB)+AIC**2*REAL(Z1CC)+FEM
C     *******
      PRINT 40,S,AIA,AIB,AIC,F1,F2,M,EFF
40    FORMAT (1X,4(F6.3,1X),2(F6.1,1X),2(F6.3,1X))
      FIA=ATAN2(AIMAG(IA),REAL(IA))*180/PI
      FIB=ATAN2(AIMAG(IB),REAL(IB))*180/PI
      FIC=ATAN2(AIMAG(IC),REAL(IC))*180/PI
      PRINT 45,FIA,FIB,FIC,F1K
45    FORMAT (12X,4(F6.1,3X))
50    CONTINUE
      STOP
C4444444444444444444444444444444444444444444444444444444444444444444444
      END
```

Расчет режима работы асинхронной машины при несимметрии фаз обмотки статора, включенных звездой (рис. 5-8)

Исходные данные — те же, что для прогр. 5-3

```
      PROGRAM ASZVE
      PRINT *,'       РАСЧЕТ ПО ПРОГРАММЕ "ASZVE"'
      PRINT *,'********** ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ:'
      COMPLEX C1,C2,C3,C4,C5,C6,C7,C8,C9
      G=IF*S
C11111111111111111111111111111111111111111111111111111111111111111111
C
C         ЗДЕСЬ ВОСПРОИЗВОДИТСЯ ФРАГМЕНТ, ЗАИМСТВОВАННЫЙ ИЗ
C         ПРОГРАММЫ "ASTRE"
C
C22222222222222222222222222222222222222222222222222222222222222222222
      C1=ZAA-ZBA+Z1AA
      C2=ZAB-ZBB-Z1BB
      C3=ZAC-ZBC
      C4=ZBA-ZCA
      C5=ZBB-ZCB+Z1BB
      C6=ZBC-ZCC-Z1CC
      C7=ZCA-ZAA-Z1AA
      C8=ZCB-ZAB
      C9=ZCC-ZAC+Z1CC
      S1=C1-C3+ZAU
      S2=C2-C3
      S3=C3-C1
      S4=C4-C5
      S5=C5-C6+ZBU
      S6=C6-C4
      S7=C7-C9
      S8=C8-C9
      S9=C9-C7+ZCU
      DELTA=(S1*S5*S9+S2*S6*S7+S3*S4*S8-S3*S5*S7-S1*S6*S8-S2*S4*S9)/G
      DELTA=(UA*S5*S9+S2*S6*UC+S3*UB*S8-S3*S5*UC-UA*S6*S8-S2*UB*S9)/G
      DELTB=(S1*UB*S9+UA*S6*S7+S3*S4*UC-S3*UB*S7-S1*S6*UC-UA*S4*S9)/G
      DELTC=(S1*S5*UC+S2*UB*S7+UA*S4*S8-UA*S5*S7-S1*UB*S8-S2*S4*UC)/G
      IAU=DELTA/DELTA
      IBU=DELTB/DELTA
      ICU=DELTC/DELTA
      IA=IAU-ICU
      IB=IBU-IAU
      IC=ICU-IBU
C33333333333333333333333333333333333333333333333333333333333333333333
C
C         ЗДЕСЬ ВОСПРОИЗВОДИТСЯ ФРАГМЕНТ, ЗАИМСТВОВАННЫЙ ИЗ
C         ПРОГРАММЫ "ASTRE"
C
C44444444444444444444444444444444444444444444444444444444444444444444
      END
```


Расчет режима программы асинхронной машины при несимметрии фаз обмотки статора, включенных в треугольник, и их угловой несимметрии

В отличие от программы 5-3 здесь задается взаимный фазовый сдвиг

```
      PROGRAM TASTRE
      PRINT *,'       РАСЧЕТ ПО ПРОГРАММЕ "TASTRE"'
      PRINT *,'********** ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ:'
      COMPLEX IAA,IBB,ICC,I,J
      COMPLEX UA,UB,UC,IA,IB,IC,J,ZPLUS,ZMINUS
      COMPLEX ZAU,ZBU,ZCU,Z1AA,Z1BB,Z1CC
      COMPLEX DELTA,DELTA,DELTB,DELTC,IAU,IBU,ICU
      COMPLEX ZAA,ZBB,ZCC,ZAB,ZBA,ZAC,ZCA,ZBC,ZCB
      COMPLEX ZZPL,ZZMI,E,EJAB,EJBA,EJAC,EJCA,EJBC,EJCB
      COMPLEX S1,S2,S3,S4,S5,S6,S7,S8,S9
      REAL N
      FORMAT (I4)
      FORMAT (F5.3)
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ УГОЛ СМЕЩЕНИЯ ФАЗЫ "B" ОТНОСИТ. ФАЗЫ "A"'
      ACCEPT 4,AUAB
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ УГОЛ СМЕЩЕНИЯ ФАЗЫ "C" ОТНОСИТ. ФАЗЫ "A"'
      ACCEPT 4,AUAC
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ДЕЙСТВИТ.КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ UA'
      ACCEPT 5,UARE
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ МНИМЫЙ КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ UA'
      ACCEPT 5,UAIM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ДЕЙСТВИТ.КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ UB'
      ACCEPT 5,UBRE
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ МНИМЫЙ КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ UB'
      ACCEPT 5,UBIM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ДЕЙСТВИТ.КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ UC'
      ACCEPT 5,UCRE
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ МНИМЫЙ КОМПОНЕНТ НАПРЯЖЕНИЯ UC'
      ACCEPT 5,UCIM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ ЧАСТОТЫ F'
      ACCEPT 5,F
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ ЧИСЛА ПАР ПОЛЮСОВ P'
      ACCEPT 5,P
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ZAU'
      ACCEPT 5,ZAURE
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ РЕАКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ZAU'
      ACCEPT 5,ZAUIM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ZBU'
      ACCEPT 5,ZBURE
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ РЕАКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ZBU'
      ACCEPT 5,ZBUIM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ZCU'
      ACCEPT 5,ZCURE
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ РЕАКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ ZCU'
      ACCEPT 5,ZCUIM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Z1AA'
      ACCEPT 5,Z1AARE
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ РЕАКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Z1AA'
      ACCEPT 5,Z1AAIM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Z1BB'
      ACCEPT 5,Z1BBRE
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ РЕАКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Z1BB'
      ACCEPT 5,Z1BBIM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ СОПРОТИВЛЕНИЯ Z1CC'
```

```
      ACCEPT *,ZIA,FE
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ФЕИ [illegible] СОПРОТИВЛЕНИЯ ZICC'
      ACCEPT *,ZICCIM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ R2'
      ACCEPT *,R2
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ [illegible]'
      ACCEPT *,[illegible]
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ЗНАЧЕНИЕ XM'
      ACCEPT *,XM
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ОТНОШЕНИЕ ЭФФ. ВИТКОВ [illegible] ABBAA'
      ACCEPT *,ABBAA
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ ОТНОШЕНИЕ ЭФФ. ВИТКОВ [illegible] ACCAA'
      ACCEPT *,ACCAA
      UA=CMPLX(UARE,UAIM)
      UB=CMPLX(UBRE,UBIM)
      UC=CMPLX(UCRE,UCIM)
      ZAU=CMPLX(ZAURE,ZAUIM)
      ZBU=CMPLX(ZBURE,ZBUIM)
      ZCU=CMPLX(ZCURE,ZCUIM)
      Z1AA=CMPLX(Z1AARE,Z1AAIM)
      Z1BB=CMPLX(Z1BBRE,Z1BBIM)
      Z1CC=CMPLX(Z1CCRE,Z1CCIM)
      J=(0.,1.)
      PI=3.14159
      MUBC=MUAC-MUAB
      E=COS(2*PI/360)+J*SIN(2*PI/360)
      EJAB=E**MUAB
      EJBA=E**(360-MUAB)
      EJAC=E**MUAC
      EJCA=E**(360-MUAC)
      EJBC=E**MUBC
      EJCB=E**(360-MUBC)
      PRINT *,'M1=',M1,'MUAB=',MUAB,'MUAC=',MUAC
      PRINT *,'UA=',UA,'UB=',UB
      PRINT *,'UC=',UC,'F=',F,'P=',P
      PRINT *,'ZAU=',ZAU,'ZBU=',ZBU
      PRINT *,'ZCU=',ZCU
      PRINT *,'Z1AA=',Z1AA,'Z1BB=',Z1BB
      PRINT *,'Z1CC=',Z1CC
      PRINT *,'XM=',XM,'R2=',R2,'X2=',X2
      PRINT *,'ABBAA=',ABBAA,'ACCAA=',ACCAA
      R2=R2*360/M1
      X2=X2*360/M1
      XM=XM*360/M1
      PRINT *,'*********** РАСЧЕТ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ'
      PRINT 10
10    FORMAT (3X,6HСКОЛЬЖ,3X,6HIA [A],3X,6HIB [A],3X,6HIC [A],3X,
     * 6HP1[BT],3X,6HP2[BT],3X,6HM [HM],3X,6HК.П.Д.)
      PRINT 15
15    FORMAT (1X,3(7H*A3.VT.,2X))
      S=-.05
      DO 50 K=1,21
      S=S+.05
      Z2SPL=1E+6
      IF (ABS(S).LT.1E-8) GO TO 20
      Z2SPL=R2/S+J*X2
20    ZPLUS=1/(1/Z2SPL+1/(J*XM))
      Z2SMI=1E+6
      IF (ABS(2.-S).LT.1E-8) GO TO 25
      Z2SMI=R2/(2-S)+J*X2
25    ZMINUS=1/(1/Z2SMI+1/(J*XM))
      RPL=REAL(ZPLUS)
      RMI=REAL(ZMINUS)
      ZAA=(ZPLUS+ZMINUS)/360
      ZBB=ABBAA**2*ZAA
      ZCC=ACCAA**2*ZAA
      ZAB=(EJAB*ZPLUS+EJBA*ZMINUS)/360*ABBAA
      ZBA=(EJBA*ZPLUS+EJAB*ZMINUS)/360*ABBAA
      ZAC=(EJAC*ZPLUS+EJCA*ZMINUS)/360*ACCAA
      ZCA=(EJCA*ZPLUS+EJAC*ZMINUS)/360*ACCAA
      ZBC=(EJBC*ZPLUS+EJCB*ZMINUS)/360*ABBAA*ACCAA
      ZCB=(EJCB*ZPLUS+EJBC*ZMINUS)/360*ABBAA*ACCAA
      ZAA=ZAA+Z1AA
      ZBB=ZBB+Z1BB
      ZCC=ZCC+Z1CC
      S1=ZAA/ZAU-ZCA/ZCU+1
      S2=ZAB/ZAU-ZCB/ZCU
      S3=ZAC/ZAU-ZCC/ZCU-1
      S4=ZBA/ZBU-ZAA/ZAU-1
      S5=ZBB/ZBU-ZAB/ZAU+1
      S6=ZBC/ZBU-ZAC/ZAU
      S7=-ZAA-ZBA-ZCA
      S8=-ZAB-ZBB-ZCB
      S9=-ZAC-ZBC-ZCC
      IX=UA/ZAU-UC/ZCU
      IY=UB/ZBU-UA/ZAU
      DELTA=S1*S5*S9+S[illegible]
      DELTA=[illegible]
      DELTB=S1*[illegible]
      DELTC=[illegible]
      IA=DELTA/DELTA
      IB=DELTB/DELTA
      IC=DELTC/DELTA
      IAU=(UA-ZAA*IA-ZAB*IB-ZAC*IC)/ZAU
      IBU=IAU+IB-IA
      ICU=IAU+IC-IA
      P1=REAL(UA*CONJG(IAU))+REAL(UB*CONJG(IBU))+REAL(UC*CONJG(ICU))
      AIA=CABS(IA)
      AIB=CABS(IB)
      AIC=CABS(IC)
      AIAU=CABS(IAU)
      AIBU=CABS(IBU)
      AICU=CABS(ICU)
      ABSIPL=CABS([illegible])/360
      ABSIMI=CABS([illegible])/360
      M=(ABSIPL**2*RPL-ABSIMI**2*RMI)*[illegible]
      [illegible]
      P2=2*PI*F*M/P*(1-S)*[illegible]
      EFF=P2/P1
      PRINT 40,S,AIA,AIB,AIC,P1,P2,M,EFF
40    FORMAT [illegible]
      FIA=ATAN2(AIMAG(IA),REAL(IA))*180/PI
      FIB=ATAN2(AIMAG(IB),REAL(IB))*180/PI
      FIC=ATAN2(AIMAG(IC),REAL(IC))*180/PI
      PRINT 45,FIA,FIB,FIC
45    FORMAT (12X,3(F8.1,3X))
50    CONTINUE
      STOP
      END
```

Глава шестая

РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ

6-1. Пусковые характеристики и способы пуска

Асинхронные двигатели в процессе эксплуатации относительно часто пускаются в ход или останавливаются. В зависимости от вида и мощности привода меняется и частота пусков:

чаще всего пускаются мелкие двигатели, приводящие в движение металлообрабатывающие станки и другое промышленное оборудование. Крупные машины, двигатели насосов и вентиляторов-дымососов на электрических станциях, компрессоров в химическом производстве, воздуходувок в шахтах пускаются и останавливаются значительно реже. Однако, если средние и мелкие машины могут пускаться до нескольких сотен тысяч раз в год, то крупные машины также должны быть рассчитаны на значительное число пусков: например, на тысячу пусков в год. Нужно отметить, что чем больше единичная мощность или мощность на пару полюсов асинхронной машины, тем относительно выше тепловые и термомеханические нагрузки ее обмоток при пуске. Рассмотрим наиболее распространенный способ пуска асинхронного двигателя: его прямое включение в сеть, напряжение которой за период пуска поддерживается постоянным, с приводимым механизмом на валу, причем будем считать, что электромагнитные переходные процессы затухают вскоре после включения и не оказывают существенного влияния на процесс разгона двигателя с механизмом. Кроме того, будем полагать, что разгон производится достаточно медленно для того, чтобы считать момент зависящим только от частоты вращения ротора ω_2 и тока, но не зависящим от скорости изменения ω_2 во времени. Иначе говоря, примем, что реальный момент вращения двигателя при разгоне, или, как его еще называют, динамический момент, один и тот же при быстром разгоне и при медленном и такой же, как при длительной работе ротора с данной частотой вращения.

Зависимость момента вращения от скольжения часто называют пусковой характеристикой. Она может быть построена с помощью расчета по формулам, приведенным в главах 2 и 5. Для достаточно крупных машин промышленной частоты, пренебрегая комплексным характером коэффициента рассеяния c_1, находим полное сопротивление обмотки ротора, приведенное к статору, с учетом коэффициентов вытеснения для обмотки ротора, соответствующих частоте ωs:

$$Z_2' = (r_2' k_{r2}/s + j x_2' k_{x2}) c_1^2, \tag{6-1}$$

после чего определяем полное сопротивление «рабочей» ветви схемы замещения

$$Z_1 = (r_1 + j x_1) c_1 + Z_2' \tag{6-2}$$

и ток ротора, приведенный к обмотке статора,

$$I_2' = \frac{U_1 c_1}{Z_1}. \tag{6-3}$$

Затем находим полное сопротивление для статорной цепи

$$Z = r + jx = Z_1 Z_m/(Z_1 + Z_m); \quad Z_m = j(x_1 + x_m) \tag{6-4}$$

и полный ток статора

$$I_1 = U_1/z \tag{6-5}$$

Момент вращения определяем, пренебрегая потерями в стали:

$$M = \frac{m_1 I_2'^2 r_2' k_{r2}}{\omega_1 s} = \frac{m (I_1 U_1 - I_1^2 r_1)}{\omega_1}. \tag{6-6}$$

Для каждого скольжения можно определить коэффициент мощности

$$\cos\varphi = r/x, \tag{6-7}$$

который оказывается полезным при расчетах режимов, состоящих только из пусков и торможений.

Рассчитанный пусковой момент в функции скольжения можно изобразить в виде кривой, которая обычно и называется пусковой характеристикой двигателя при прямом пуске. Такие кривые показаны на рис. 6-1. Если двигатель рассчитан на торможение противовключением или на реверс, то кривая $M(s)$ рассчитывается в пределах скольжения от 2 до 0.

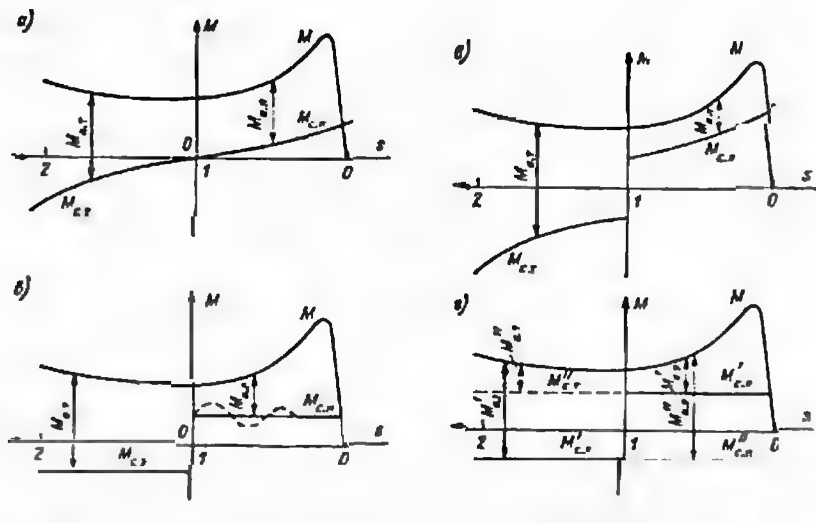
На этот же график обычно наносится зависимость момента сопротивления от скольжения, без которой не рассчитать процесса пуска. Эти кривые могут быть разными: они зависят от характеристики приводимого во вращение механизма. Для ряда механизмов момент сопротивления зависит от частоты вращения: например, для вентиляторов, гребных винтов и насосов он примерно пропорционален квадрату частоты вращения:

$$M_c = k\omega_2^2 = k\omega_1^2 (1 - s)^2.$$

Такие зависимости M_c от s показаны на рис. 6-1, *а*, *в* и *г*. Не зависящий от частоты вращения момент сопротивления показан на рис. 6-1, *б*. Если момент сопротивления в процессе вращения колеблется, то его можно усреднить. Разница между моментом сопротивления и моментом двигателя называется избыточным моментом:

$$M_и = M - M_c.$$

Благодаря избыточному моменту двигатель разгоняется или тормозится. На участке кривой момента, соответствующей торможению, знак момента сопротивления и его значение могут не соответствовать моменту на участке разгона. Так, на рис. 6-1, *а* показана кривая момента сопротивления, примерно соответствующая моменту реверсивного вентилятора, обеспечивающего циркуляцию воздуха по замкнутому контуру без накопления его в какой-либо емкости под давлением. В этом случае момент сопротивления на участке торможения становится отрицательным по отношению к моменту двигателя после противовключения, но



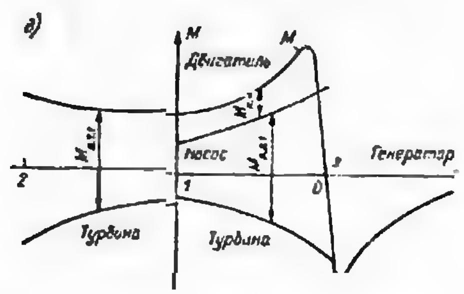


Рис. 6-1. Примеры различных зависимостей моментов сопротивления от частоты и направления вращения

своему значению в точности соответствует моменту на участке разгона, иначе говоря, момент сопротивления дополнительно тормозит машину и избыточный момент на участке торможения может оказаться выше, чем на участке разгона. То же самое происходит и при постоянном моменте сопротивления (рис. 6-1, *б*); такая моментная характеристика свойственна горизонтальным транспортерам сыпучих тел, шаровым мельницам (после усреднения колебаний момента). Если же мы имеем дело с наклонным транспортером, то в зависимости от направления движения при пуске или реверсе («в гору» или «под гору») момент сопротивления будет, во-первых, иметь разное значение и, во-вторых, разный знак. Так, если пуск происходит «в гору», то момент сопротивления сохранит вид, показанный на рис. 6-1, *б*, но тогда при реверсе «под гору» момент сопротивления после точки $s = 1$ (конец торможения) резко уменьшится или даже изменит знак и станет ускоряющим. Если вентилятор нагнетает газ в емкость, в которой сохраняется давление, то при пуске начальный момент сопротивления не будет равным нулю: то же самое имеет место при пуске насоса с открытой задвижкой, когда напорный трубопровод заполнен жидкостью (рис. 6-1, *в*). На рис. 6-1, *д* приведена диаграмма моментов при включении обратимого насоса турбиной, а двигателя — асинхронным генератором путем реверса статорной цепи. Момент сопротивления и знак его относительно момента машины нужно точно учитывать в приводах, подвергаемых частым и тяжелым пускам.

Собственно говоря, работа по преодолению момента сопротивления привода и кинематическая энергия разогнанного до номинальной скорости механизма и являются полезной работой при пуске, поэтому пусковой коэффициент полезного действия

$$\eta_{п} = \int_{s_0}^{s} \frac{\frac{J\omega_2^2}{2} + M_c(s)\,\omega_2}{P_1(s)}\,ds = \int_{s_0}^{s} \frac{\frac{J\omega_1^2}{2}(1-s)^2 + M_c(s)\,\omega_1(1-s)}{P_1(s)}\,ds \qquad (6\text{-}8)$$

позволяет оценить пригодность того или иного типа двигателя к приводу механизма, вся работа которого заключается в пуске и отключении. Таким двигателем может быть, например, двигатель насоса, подпитывающего небольшую емкость при периодических расходах жидкости: после каждого расхода двигатель включается и очень быстро пополняет емкость, после чего автоматически отключается регулятором уровня. Оценка пусковых характеристик двигателей с точки зрения энергозатрат и термической стойкости роторов будет сделана в следующем параграфе. Здесь мы остановимся на способах пуска, реверса и регулирования частоты вращения асинхронных машин.

Если рассмотреть зависимость вращающего момента двигателя от скольжения (2-44), то отношение момента при данном скольжении к максимальному его значению при критическом скольжении можно выразить через один параметр: отношение данного скольжения s к критическому скольжению $s_{кр}$, при котором момент достигает максимума:

$$s_{кр} = \frac{\pm c_1 r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2}} \approx \frac{\pm c_1 r_2'}{x_1 + c_1 x_2'}. \qquad (6\text{-}9)$$

Относительный момент вращения при этом составляет

$$k_{Ms} = \frac{M}{M_m} = \frac{2 + \beta s_{кр}}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s} + \beta s_{кр}}; \quad \beta = \frac{2r_1}{c_1 r_2'} \qquad (6\text{-}10)$$

Для крупных машин критическое скольжение невелико и

$$k_{Ms} = \frac{2}{\frac{s}{s_{кр}} + \frac{s_{кр}}{s}} = \frac{2}{\alpha_{кр} + \frac{1}{\alpha_{кр}}}; \quad \alpha_{кр} = \frac{s}{s_{кр}}. \qquad (6\text{-}11)$$

Если рассмотреть отношение пускового момента при $s = 1$ к максимальному моменту

$$k_{\text{п}\,s} = \frac{M_\text{п}}{M_m} = \frac{2c_1 r_2' \left[\sqrt{r_1^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2} \pm r_1\right]}{(r_1 + c_1 r_2')^2 + (x_1 + c_1 x_2')^2} \approx$$

$$\approx \frac{2c_1 \dfrac{r_2'}{x_1 + c_1 x_2'}}{1 + \left(\dfrac{c_1 r_2'}{x_1 + c_1 x_2'}\right)^2}, \tag{6-12}$$

то окажется, что это отношение является функцией активного сопротивления ротора r_2', а точнее, функцией отношения

$$\alpha_\text{п} = \frac{c_1 r_2'}{x_1 + c_1 x_2'}, \tag{6-13}$$

т. е.

$$k_{\text{п}\,s} = \frac{2\alpha_\text{п}}{1 + \alpha_\text{п}^2} = \frac{2}{\alpha_\text{п} + \dfrac{1}{\alpha_\text{п}}}. \tag{6-14}$$

И хотя формулы (6-13) и (6-14) получены для двигателя, в котором нет вытеснения тока в обмотке ротора (r_2' не зависит от скольжения), однако, если учесть вытеснение тока, то получим формулу, по виду аналогичную формуле (6-14):

$$k_{\text{п}\,s} = \frac{2\alpha_\text{п} \dfrac{k_r}{k_x^{*2}}}{1 + \alpha_\text{п}^2 \dfrac{k_r^2}{k_x^{*2}}}, \tag{6-15}$$

где $k_x^* = (x_1 + c_1 x_2' k_{x2})/(x_1 + c_1 x_2')$.

Это значит, что, во-первых, изменяя отношение $\alpha_\text{п}$ и коэффициенты вытеснения k_r и k_x^*, мы можем добиваться оптимального момента при пуске в двигателях с короткозамкнутым ротором путем увеличения момента до уровня, определяемого оптимальным значением $\alpha_\text{п}$ и, во-вторых, что таким же путем можно подбирать оптимальное сопротивление первой ступени пускового реостата для двигателей с фазным ротором. Сам максимальный момент, как уже отмечалось в главе 2, мало зависит от сопротивления ротора и определяется в основном индуктивными сопротивлениями.

Кроме прямого включения в сеть двигателя с короткозамкнутым ротором применяются и другие виды его пуска. Для ограничения пускового тока при достаточном пусковом моменте практикуется включение двигателя через реактор с последующим шунтированием реактора или через автотрансформатор с регулируемым вторичным напряжением. При этом необходимо учесть, что понижение напряжения на зажимах двигателя приводит к снижению момента примерно пропорционально отношению квадрата этого напряжения к номинальному (что неминуемо удлиняет пуск и увеличивает нагрев обмотки статора пусковым током), а при пуске с моментом сопротивления на валу — и к увеличению общего нагрева обмотки ротора (см. § 6-2). Для снижения нагрева обмоток статора и главным образом ротора применяется конструкция с обмоткой статора, рассчитанной на переключение полюсов, или с двумя обмотками статора на разное число пар полюсов. В этом случае не только появляется возможность длительной работы на разных частотах вращения и с разными мощностями, что может быть очень выгодным для электропривода по технологическим причинам, но и возможность пуска ступенями, что позволяет, как показано в § 6-2, уменьшить нагрев обмотки ротора. Наконец, для разгона очень больших маховых масс применяются устройства частотного пуска, позволяющие к тому же плавно изменять и частоту вращения приводимого механизма. В этом случае нагрев обмоток не превышает нагрева при номинальной нагрузке, однако асинхронный короткозамкнутый двигатель теряет основное преимущество — простоту конструкции и становится неконкурентоспособным по технико-экономическим показателям (масса, ток, потребляемый из сети, коэффициент мощности) по сравнению с синхронной машиной, питаемой от такого же устройства частотного регулирования.

Двигатели с фазным ротором обладают большими возможностями регулирования пускового момента в процессе разгона путем изменения внешнего сопротивления реостата, на которое замкнута обмотка ротора. Можно так подобрать число сопротивлений и отношение «ступеней» пускового реостата, что пуск будет проходить практически при постоянном среднем токе статора и постоянном среднем моменте; ток и момент, естественно, будут испытывать резкие изменения при переключении ступеней реостата, однако эти изменения будут относительно невелики. В литературе по электроприводу [41, 42, 45, 47] читатель найдет подробные указания по данному вопросу. Кроме того, конструкция машины с фазным ротором позволяет осуществить регулирование частоты вращения путем подключения преобразователя частоты к контактным кольцам обмотки ротора. Если рассуждать формально, то напряжение частоты скольжения на кольцах ротора должно быть равно падению напряжения на сопротивлении пускового реостата, однако в реостате энергия превращается в теплоту, а управляемый статический или вращающийся преобразователь частоты может быть

включен в сеть и станет источником мощности для этой сети. Работа машины двойного питания, энергия к которой поступает (или отдается в сеть) и с зажимов статора и с зажимов ротора, не входит в круг вопросов, затронутых в настоящей книге. По этим вопросам существует специальная литература [15, 23]. Отметим только, что при проектировании устройств плавного регулирования частоты вращения машины со стороны зажимов обмотки статора или со стороны зажимов обмотки ротора с помощью преобразователей напряжения и частоты достигается большой экономический эффект не за счет удешевления самой машины вместе с преобразователем, а за счет повышения общей эффективности привода, правда, ценой усложнения конструкции. Чтобы оценить целесообразность такого усложнения, необходимо рассмотреть ограничения простого асинхронного пуска, возникающие вследствие потерь энергии в статоре и в роторе, а также вследствие термомеханических явлений, обусловленных этими потерями.

6-2. Энергетические характеристики электромеханического переходного процесса асинхронной машины

Если рассмотреть процесс разгона или торможения асинхронной машины, нагруженной моментом сопротивления M_c, являющимся произвольной функцией частоты вращения, при единственном допущении, что скорость затухания свободных токов в обмотках существенно выше скорости изменения частоты вращения, то, записав выражение для вращающего момента M, прямо пропорционального потерям в роторе p_2 и обратно пропорционального скольжению s:

$$M = \frac{p_2}{s\omega_1} \qquad (6\text{-}16)$$

(где ω_1 — синхронная частота вращения), получим, что мощность на валу пропорциональна частоте вращения $(1-s)\,\omega_1$:

$$P_2 = M\omega_2 = M\omega_1(1-s) = P_{12} - p_2. \qquad (6\text{-}17)$$

Здесь P_2 — полезная мощность; P_{12} — мощность, передаваемая со статора на ротор.

Из условия равенства моментов на валу при разгоне или торможении

$$M = J\frac{d\omega_2}{dt} + M_c, \qquad (6\text{-}18)$$

где J — момент инерции двигателя и приводимого в движение механизма, получаем

$$dt = \frac{J\,d\omega_2}{M - M_c} = \frac{J\,d\,[\omega_1(1-s)]}{M - M_c}. \qquad (6\text{-}19)$$

Назовем величину

$$\psi_и = \frac{1}{M - M_c} \qquad (6\text{-}20)$$

функцией избыточного момента и будем считать ее в зависимости от удобства вычислений либо функцией частоты вращения ротора, либо функцией скольжения. Преобразуя уравнение (6-19) к виду, удобному для интегрирования,

$$dt = J\,d\omega_2\psi_и(\omega) = -J\,ds\,\omega_1\psi_и(s),$$

можно записать:

$$t = J\int_{\omega_0}^{\omega}\psi_и\,d\omega = -J\omega_1\int_{s_0}^{s}\psi_и(s)\,ds. \qquad (6\text{-}21)$$

Если функция избыточного момента за время переходного процесса может быть с достаточной точностью принята равной некоторому ее среднему значению

$$\psi_{и.\,ср} = \frac{1}{(M - M_c)_{ср}} = \frac{1}{M_{ср}\left(1 - \frac{M_c}{M}\right)_{ср}} = \frac{1}{M_{ср}k_{и.\,ср}},$$

то в результате интегрирования получим

$$t_п = J\,\frac{\omega_2 - \omega_{20}}{M_{ср}k_{и.\,ср}} = J\omega_1\,\frac{s_0 - s}{M_{ср}k_{и\,ср}}. \qquad (6\text{-}22)$$

Для расчета потерь в роторе при пуске умножим обе части уравнения (6-18) на dt, переписав его левую часть с учетом уравнения (6-16):

$$p_2\frac{dt}{s\omega_1} = J\,d\omega_2 + M_c\,dt,$$

и с учетом уравнения (6-19) получим

$$p_2\,dt = Js\omega_1\,d\omega_2 + M_c s\omega_1\frac{J\,d\omega_2}{M - M_c}; \qquad (6\text{-}23)$$

затем проинтегрируем в пределах от 0 до $t_п$, т. е. до окончания процесса, учитывая, что $d\omega_2 = -\omega_1 ds$ и что началу процесса соответствует скольжение s_0, а окончанию — скольжение s. Тогда энергия, выделившаяся в роторе за время $t_п$, будет

$$A = \int_0^{t_п} p_2\,dt = -J\omega_1^2\int_{s_0}^{s} s\left(1 + \frac{M_c}{M - M_c}\right)ds =$$

$$= J\omega_1^2\int_{s}^{s_0}\frac{s\,ds}{1 - M_c/M}. \qquad (6\text{-}24)$$

Здесь M и M_c — функции скольжения.

Если отношение M_c/M за время переходного процесса близко к постоянной величине, то его можно заменить средним значением. Обычно вводится коэффициент избыточного момента

$$k_и = \frac{1}{s_0 - s}\int_{s_0}^{s}\left(1 - \frac{M_c}{M}\right) ds. \qquad (6\text{-}25)$$

Тогда энергия, выделившаяся в роторе, будет зависеть только от начального и конечного скольжений:

$$A = \frac{J\omega_1^2}{2}\left(s_0^2 - s^2\right)\frac{1}{k_и}, \qquad (6\text{-}26)$$

а в более общем случае

$$A = \frac{J\omega_1^2}{2}\left[\left(s_0^2 - s^2\right) + \int_s^{s_0}\frac{M_c}{M - M_c} s ds\right]. \qquad (6\text{-}27)$$

При $M_c = 0$ $k_и = 1$ и второй член в формуле (6-27) исчезает, а это значит, что при пуске без момента сопротивления выделившаяся в роторе энергия в точности равна приращению его кинетической энергии [первое слагаемое в формуле (6-27)]. При $k_и = \text{const}$ второе слагаемое составит

$$\frac{J\omega_1^2}{2}\left(s_0^2 - s^2\right)\frac{1 - k_и}{k_и}.$$

Оно пропорционально работе, затрачиваемой на преодоление момента сопротивления в процессе пуска. Если при торможении противовключением знак M_c меняется, то второе слагаемое также меняет знак. Из выражения (6-27) следует, что чем выше отношение M/M_c, тем меньше потерь выделится в роторе при пуске, а при $M_c = 0$ энергия A не зависит ни от скорости процесса, ни от вида функции $M(s)$. При колебательной зависимости момента сопротивления от скольжения в формулу (6-27) можно подставить его среднеинтегральное значение (см. рис. 6-1, *б*).

Обычно множитель $J\omega_1^2/2$ записывают в виде

$$T_м P_н/2, \qquad (6\text{-}28)$$

где $T_м P_н$ — полная энергия, потребляемая из сети за время пуска; $P_н$ — номинальная мощность; $T_м$ — механическая постоянная времени разгона агрегата, с, т. е. время, за которое двигатель и сопряженный с ним механизм разгоняются до номинальной частоты вращения n, об/мин, под действием номинального момента:

$$T_м = \frac{27{,}4\left(\frac{n}{100}\right)^2\left(GD_д^2 + GD_м^2\right)}{P_н}. \qquad (6\text{-}29)$$

Здесь $GD_д^2$ и $GD_м^2$ — маховые моменты ротора двигателя и механизма. Их сумму можно записать в виде

$$GD_д^2 + GD_м^2 = GD_д^2\left(1 + \frac{GD_м^2}{GD_д^2}\right) = GD_д^2 k_G, \qquad (6\text{-}30)$$

где k_G характеризует отношение маховых моментов агрегата и двигателя. Учитывая это, можно формулу (6-26) записать в следующем виде:

$$A = \frac{P_н T_{м.д} k_G \left(s_0^2 - s^2\right)}{2k_и}, \qquad (6\text{-}31)$$

где $T_{м.д}$ — механическая постоянная разгона одного двигателя. Легко заметить, что если двигатель рассчитан на определенные значения $k_и$ и k_G, то при снижении $k_и$, например, вследствие снижения напряжения при пуске через реактор, чтобы сохранить прежним нагрев ротора, допустимый в новых условиях, значение k_G должно быть изменено пропорционально изменению $k_и$. Допустимое значение k_G при $k_и = 1$ будет максимальным возможным.

На практике обычно рассчитывают предельный нагрев ротора и по нему — предельный маховой момент механизма, сопрягаемого с двигателем, при пуске или реверсе без момента сопротивления ($k_и = 1$). Для других условий пуска ($k_и < 1$) эти значения пересчитываются так, чтобы отношение $k_G/k_и$ осталось неизменным. При тепловом расчете определяются температуры стержней ротора ϑ_b без учета теплопередачи в сталь сердечника и зазор:

$$\vartheta_b = \left(s_0^2 - s^2\right)\frac{T_{м.д} k_G P_н}{2G_b c_b k_и}, \qquad (6\text{-}32)$$

где G_b — масса, а c_b — удельная теплоемкость материала клетки ротора. Из этой формулы, как и из формулы (6-26), следует, что без момента сопротивления ($k_и = 1$) потери и нагрев ротора при пуске ($s_0 = 1$, $s = 0$) будут втрое меньше, чем при торможении противовключением ($s_0 = 2$, $s = 1$), и вчетверо меньше, чем при реверсе ($s_0 = 2$, $s = 0$). Если $k_и \neq 0$, то нужно учесть, что при торможении $k_и = 1 + M_c/M$, т. е. что момент сопротивления также тормозящий. Чем меньше значения $k_и$ при пуске, тем больше они при торможении. Если при пуске $k_и = 0{,}5$, то при торможении в роторе выделится столько же энергии, как и при пуске, а при полном реверсе — вдвое, а не вчетверо больше, чем при пуске. Примеры различных моментов сопротивления показаны на рис. 6-1.

Из формул (6-26) и (6-32) следует также, что при разгоне двигателя от нуля до половины номинальной частоты вращения в его роторе выделяется 0,75 всей энергии, при разгоне до 60 % — 0,84 и до 70 % — 0,91, т. е. основная энергия выделяется в начале пуска или реверса. По-видимому, в начальный период переходного электромеханического процесса и будут иметь место макси-

мальные температурные градиенты. Учет распространения теплоты по высоте стержня приводит к мысли, что абсолютная длительность пуска или реверса также сказывается на температурных градиентах, так как при отсутствии момента сопротивления на валу энергия, выделяемая в роторе, не зависит от времени пуска.

Из формул (6-22) и (6-28) следует, что время пуска

$$t_п = T_м \int_{s}^{s_н} \frac{M_м ds}{M\left(1 - \frac{M_c}{M}\right)} = \frac{T_м}{k_м k_п}, \qquad (6\text{-}33)$$

где $k_п = M_{ср}/M_п$ — отношение среднего за время пуска пускового момента к номинальному. Для более точных расчетов можно применить формулу, в которой значения $k_п$ и $k_н$ входят в подынтегральное выражение:

$$t_п = T_м \int_{s}^{s_н} \frac{ds}{k_п(s)\, k_н(s)}. \qquad (6\text{-}34)$$

где $k_п(s) = M(s)/M_н$ и $k_н(s) = 1 - M_c(s)/M(s)$. Естественно, что второе слагаемое в формуле (6-27) уменьшается с ростом $M(s)$ и среднее значение $k_н$ приближается к единице. Следовательно, для пуска с моментом сопротивления увеличение пускового момента и сокращение $t_п$ ведет к меньшему общему нагреву стержней ротора. Однако это снижение общего нагрева, во-первых, не имеет места при пуске без момента сопротивления и, во-вторых, уменьшение $t_п$ приводит к большим температурным градиентам по высоте стержня и по длине лобовой части.

При росте единичной мощности $P_н$ или мощности на пару полюсов $P_н/p$ увеличивается диаметр (полюсное деление) машины. Стремление проектировщика обеспечить примерное постоянство тепловых нагрузок изоляции и поверхности статора [3] приводит к росту диаметра по закону

$$D_н = k_1 P_н^{0.25}. \qquad (6\text{-}35)$$

а так как маховый момент цилиндрического ротора пропорционален четвертой степени диаметра:

$$GD^2 = 3{,}93 D_н^4 \gamma l_2, \qquad (6\text{-}36)$$

где γ — плотность, а l_2 — длина цилиндра ротора, то постоянная времени разгона самого двигателя $T_{м.д}$ оказывается примерно постоянной для данного конструктивного ряда. Однако среднее превышение температуры клетки при пуске, если положить, что

сечение стержней пропорционально квадрату диаметра, будет возрастать с увеличением мощности:

$$\vartheta_b = k_2 k_G \frac{P_н^{0.5}}{k_н}, \qquad (6\text{-}37)$$

если отношение $k_G/k_н$ не будет изменяться.

Чтобы ограничить ϑ_b, необходимо обеспечить зависимость

$$k_G = \frac{\vartheta_{b\,макс}}{k_2 \sqrt{P_н}} k_н. \qquad (6\text{-}38)$$

Анализ данных выполненных двигателей показывает, что такая зависимость действительно имеет место. Однако эта зависимость справедлива, если вытеснение тока в стержнях незначительно. Если же оно велико, то теплота в первый период пуска выделяется только в верхней части стержня и расчет носит более сложный характер, о чем будет сказано ниже. Для реверсивных двигателей коэффициент k_2 в формуле (6-37) должен быть принят большим, нежели для нереверсивных (в худшем случае — в четыре раза).

С ростом единичной мощности (и размеров ротора) неизбежно достигается такое ее значение, при котором разгон двигателя даже без механизма становится затруднительным. В этих случаях, а также при разгоне механизмов с весьма большими маховыми массами применяется система пуска от устройства частотного управления или с переключением числа пар полюсов, а также конструкция двигателя с фазным ротором. Границы мощностей, при которых это становится необходимым, определяются расчетом, позволяющим учесть также и термомеханические явления в клетке ротора.

Опыт эксплуатации показывает, что для большого числа машин вполне достаточной является оценка по среднему нагреву обмоток. Однако имеются случаи разрушения обмоток после известного числа пусков при, казалось бы, допустимом среднем нагреве. Это показывает, что в процессе пуска или реверса остаются явления, связанные с нагревом, но недостаточно учитываемые методами расчета по среднему нагреву. Одно из таких явлений — неравномерность нагрева достаточно высоких стержней клетки в переходных режимах вследствие вытеснения тока, до сих пор не учитывавшаяся при практических расчетах.

6-3. Термическая стойкость обмоток при пусках, торможениях и реверсах

Обычно при проектировании новых серий и индивидуальных машин используются данные эксплуатации машин, близких по удельным нагрузкам и условиям работы, а также данные ресурсных испытаний. Если в процессе эксплуатации в некоторых

режимах имели место повреждения обмоток, то необходимо либо ограничить такие режимы, либо, создавая новую машину, повысить ее термическую стойкость. Так, для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором и для синхронных машин, пускаемых асинхронно прямым подключением к сети с последующей синхронизацией, были установлены нормы условного нагрева стержней ротора, рассчитанного по формуле (6-32), но с учетом некоторой теплоотдачи за время пуска от обмотки ротора в сталь сердечника: результат, полученный по формуле, умножался на коэффициент 0,9—0,8. Такие нормы медных обмоток составляли 200° для одноклеточных и 250° для двухклеточных машин.

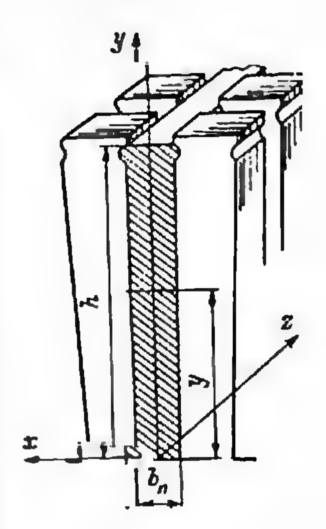
Существование некоторого предела средней и максимальной температуры нагрева стержней при пуске очевидно: при температуре выше 200 °С механические характеристики как меди, так и алюминия начинают интенсивно ухудшаться, а нагрузка от центробежных сил, действующая на выступающие из сердечника части короткозамкнутой обмотки ротора, именно к концу пуска достигает максимума. Зависимость предела прочности σ_b, предела текучести $\sigma_{0,2}$ и предела вибрационной устойчивости σ_y (усталости) для меди и алюминия от температуры приведена в табл. 6-1 [49]. При авариях, вызванных затяжными или многократными повторными пусками, можно было наблюдать картину разрушения обмотки, начинавшегося прогибом части стержней под действием центробежных сил при условии потери прочности от нагрева.

Однако не только сама температура сказывается на термической стойкости обмоток асинхронных машин при пусках и реверсах.

Таблица 6-1. **Механические характеристики меди и алюминия при разных температурах**

Материал		Твердотянутый				Отожженный			
Температура, °С		20	100	200	250	20	100	200	250
Прочность на разрыв, МПа	Медь	420	370	325	210	244	212	179	167
	Алюминий	150	135	85	61	92	80	52	39
Условный предел текучести, МПа	Медь	405	360	300	158	59	50	43	41
	Алюминий	134	122	65	41	45	42	31	23
Модуль упругости, ГПа	Медь	127	111	106	101	119	119	113	104
	Алюминий	74	67	57	48	69	69	60	60
Предел усталости, МПа	Медь	97	78	60	48	76	68	53	42
	Алюминий	78	69	30	17	30	26	20	16

Рис. 6-2. К расчету термомеханических напряжений



Термическая стойкость зависит еще от относительных тепловых напряжений и деформаций. Поясним их возникновение на простейшем примере нагрева пазовой части обмотки ротора с прямоугольными, достаточно глубокими пазами при пуске. Для демонстрации метода рассмотрим наиболее простую постановку задачи, которая решалась рядом авторов, но в наиболее полном виде была рассмотрена В. И. Праздниковым в его кандидатской диссертации [46]. Для простоты примем следующие допущения: стержень в поперечном сечении имеет прямоугольную форму, причем его радиальный размер значительно больше тангенциального (рис. 6-2); магнитная проницаемость стенок паза равна бесконечности; участки вылета стержней в торцевых зонах, а также короткозамыкающее кольцо достаточно удалены от сердечника; пренебрегаем тепловым потоком в направлении оси x, т. е. считаем, что температура по ширине стержня не меняется; пренебрегаем также тепловым потоком в ярмо ротора и воздушный зазор.

Подогрев зоны зубцов принимается равным нулю, т. е. тепловой поток в зубцы ротора пропорционален нагреву стержня; пренебрегается также влиянием нагрева на удельное электрическое сопротивление материала обмотки, теплопроводность λ, удельную теплоемкость c, модуль Юнга E и коэффициент линейного теплового удлинения α_T.

Примем, что частота вращения ротора в переходных режимах линейно зависит от времени, т. е. пуск происходит при постоянном избыточном моменте, что весьма часто наблюдается в экспериментах.

Практически все принятые допущения направлены на получение пессимистических оценок максимальных напряжений, возникающих в стержнях, т. е. на расчет с запасом.

Задача нахождения распределения электромагнитного поля по высоте паза при принятых допущениях рассмотрена в главе 4. Согласно формулам (4-65) — (4-68) имеем.

Потери (выделение) мощности на высоте y от дна паза, приходящиеся на единицу длины стержня (рис. 6-2),

$$p(y) = b_n H_{0p}^2 \rho \alpha_0^2 \frac{\mathrm{ch}\, 2\alpha_0 y + \cos 2\alpha_0 y}{\mathrm{ch}\, 2\alpha_0 h - \cos 2\alpha_0 h}. \qquad (6\text{-}39)$$

Средние потери, приходящиеся на единицу высоты паза,

$$p_{cp} = \frac{p}{h} = \frac{b_п H_0^2 \rho \alpha_0}{2} \frac{\operatorname{sh} 2\alpha_0 h + \sin 2\alpha_0 h}{\operatorname{ch} 2\alpha_0 h - \cos 2\alpha_0 h}. \tag{6-40}$$

Отношение фактических потерь на высоте y к средним потерям

$$\frac{p(y)}{p_{cp}} = 2\alpha_0 h \frac{\operatorname{ch} 2\alpha_0 y + \cos 2\alpha_0 y}{\operatorname{sh} 2\alpha_0 h + \sin 2\alpha_0 h}. \tag{6-41}$$

Получив зависимость распределения потерь по высоте стержня от времени (от скольжения), можно сформулировать задачу расчета нагрева стержня в виде краевой нестационарной задачи теплопроводности, описываемой уравнением

$$\lambda \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial y^2} + q^* - \frac{2\beta\vartheta}{b_п} = c\gamma \frac{\partial \vartheta}{\partial t}, \tag{6-42}$$

где λ — теплопроводность; β — коэффициент теплоотдачи в зубцы ротора; c — удельная теплоемкость материала обмотки; q^* — плотность источников теплоты.

Как только найдено распределение потерь по высоте прямоугольного паза (6-41), с учетом того, что $\alpha = \alpha_0 \sqrt{s}$, можно записать уравнение теплопроводности, если известна зависимость $s(t)$. Во время электромеханического переходного процесса изменению скольжения от s до $s—ds$ соответствует приращение энергии, выделившейся в роторе, $dA = -2Q_b s ds$, где Q_b — полные потери в стержнях ротора: $Q_b = 0{,}5\ T_м P_н / k_н$. Им соответствует превышение температуры $\vartheta_b = Q_b / (c\gamma V)$, где V — объем. Энергия в единице объема при скольжении s составит $q_{cp}\, dt = -2\vartheta_b c\gamma s ds$, откуда при равномерном разгоне получаем

$$q^* = \frac{2\vartheta_b s_0^2}{t_п}\left(1 - \frac{t}{t_п}\right) 2\alpha h \psi(y,\ t)\, c\gamma, \tag{6-43}$$

где

$$\alpha = \sqrt{\frac{\omega_1 \mu}{2\rho}\left(1 - \frac{t}{t_п}\right)};$$

$$\psi(y,\ t) = \frac{\operatorname{ch} 2\alpha y + \cos 2\alpha y}{\operatorname{sh} 2\alpha h + \sin 2\alpha h}.$$

Значение ϑ_b получаем по формуле (6-32) и умножаем на коэффициент отношения потерь в пазовой части обмотки ко всем потерям в обмотке ротора. Для предварительных расчетов его выбирают в пределах 0,8—0,9. В дальнейшем для расчета конкретных машин он должен быть уточнен по формуле

$$k = \frac{l_п + l_л}{l_п} \frac{\int_0^{l_п} k_r(l)\, dl}{\int_0^{l_п} k_r(l)\, dl + \frac{l_л}{l_п + l_л} + \frac{l_к}{l_п + l_л} \frac{b_п h}{b_к h_к}}, \tag{6-44}$$

где $l_л$, $l_п$, $l_к$ — эквивалентные длины лобовой части, пазовой и короткозамыкающего кольца соответственно; $b_к$ и $h_к$ — размеры поперечного сечения короткозамыкающего кольца.

Начальное условие $\vartheta|_{t=0} = 0$. Граничные условия при $y = 0$ и $y = h$ в общем случае зависят от нагрева, но с достаточной для наших целей точностью можно положить

$$\left.\frac{\partial \vartheta}{\partial y}\right|_{y=0,\ y=h} = 0. \tag{6-45}$$

Уравнение (6-42) можно переписать в виде

$$a^2 \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial y^2} + q - \frac{r\vartheta}{t_п} = \frac{\partial \vartheta}{\partial t},$$

где

$$a^2 = \frac{\lambda}{c\gamma};\quad q = \frac{q^*}{c\gamma};\quad r = \frac{2\beta t_п}{c\gamma b_п},$$

и после замены $\vartheta = \Theta e^{-rt/t_п}$ получаем уравнение для Θ

$$a^2 \frac{\partial^2 \Theta}{\partial y^2} + q e^{rt/t_п} = \frac{\partial \Theta}{\partial t}. \tag{6-46}$$

Пусть $r = 0$, т. е. пренебрежем теплоотдачей в сталь зубцов (так называемый адиабатный нагрев).

Однородное уравнение $a^2 \partial^2 \Theta / \partial y^2 — \partial \Theta / \partial t = 0$ имеет общее решение

$$\Theta = \sum_{n=1}^{\infty} e^{-a^2 \mu_n^2 t} (A_n \sin \mu_n y + B_n \cos \mu_n y), \tag{6-47}$$

где $\mu_n = n\pi/h$ и $A_n = 0$ при условии (6-45).

Для решения неоднородного уравнения разложим $q(y,\ t)$ в гармонический ряд по координате y, считая t параметром. В результате получим

$$q(y,\ t) = \left[\frac{a_0(t)}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \mu_n y\right] \times$$

$$\times \frac{2\vartheta_b s_0^2}{t_п}\left(1 - \frac{t}{t_п}\right) 2\alpha h \tag{6-48}$$

где

$$a_0 = \frac{2}{h}\int_0^h \psi(y,\ t)\,dy = \frac{1}{\alpha h};$$

$$a_n = \frac{2}{h}\int_0^h \psi(y,\ t)\cos\mu_n y\,dy =$$

$$= \frac{2}{h}\frac{\int_0^h (\mathrm{ch}\,2\alpha y + \cos 2\alpha y)\cos\mu_n y\,dy}{\mathrm{sh}\,2\alpha h + \sin 2\alpha h} = \frac{8\alpha^2(-1)^n}{2\alpha h(\mathrm{sh}\,2\alpha h + \sin 2\alpha h)}\times$$

$$\times\left(\frac{\mathrm{sh}\,2\alpha h}{\mu_n^2 + 4\alpha^2} - \frac{\sin 2\alpha h}{\mu_n^2 - 4\alpha^2}\right) = \frac{8\alpha^2(-1)^n}{2\alpha h}\times$$

$$\times\frac{4\alpha^2 - \mu_n^2\dfrac{\mathrm{sh}\,2\alpha h - \sin 2\alpha h}{\mathrm{sh}\,2\alpha h + \sin 2\alpha h}}{(4\alpha^2 - \mu_n^2)(\mu_n^2 + 4\alpha^2)}.$$

При больших значениях аргумента αh отношение $(\mathrm{sh}\,2\alpha h - \sin 2\alpha h)/(\mathrm{sh}\,2\alpha h + \sin 2\alpha h)$ стремится к единице, а при малых — практически вся энергия уже рассеялась в роторе и погрешность в определении температуры пренебрежимо мала. Тогда

$$a_n = \frac{8\alpha_0^2(1 - t/t_п)(-1)^n}{\mu_n^2 + 4\alpha_0^2(1 - t/t_п)}.$$

После несложных преобразований получим

$$q(y,\ t) = \frac{2\vartheta_b s_0^2}{t_п}\left[1 - \tau + 2\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n\times\right.$$

$$\left.\times\frac{(1-\tau)^2}{1 - \tau + \left(\dfrac{n\pi}{2k_r}\right)^2}\cos\mu_n y\right], \qquad (6\text{-}49)$$

где $\tau = t/t_п$ — относительное время; $2k_r = 2\alpha_0 h$ — удвоенное отношение высоты стержня к глубине проникновения электромагнитной волны при частоте $\omega_1 s_0$. Для $\alpha > 1{,}6$, что почти всегда имеет место, k_r, определенное по формуле (4-69), с достаточной точностью равно $\alpha_0 h$.

Будем искать решение в виде

$$\vartheta = \varphi(t) + \sum_{n=1}^{\infty}\varkappa_n(t)\cos\mu_n y. \qquad (6\text{-}50)$$

Тогда, подставляя (6-50) в (6-46), будем иметь

$$-a^2\sum_{n=1}^{\infty}\varkappa_n(t)\,\mu_n^2\cos\mu_n y + \frac{2\vartheta_b s_0^2}{t_п}(1-\tau) + \frac{4\vartheta_b s_0^2}{t_п}\times$$

$$\times\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n\frac{(1-\tau)^2}{1 - \tau + \left(\dfrac{n\pi}{2k_r}\right)^2}\cos\mu_n y =$$

$$= \frac{\partial\varphi}{\partial t} + \sum_{n=1}^{\infty}\frac{\partial\varkappa}{\partial t}\cos\mu_n y.$$

Приравнивая соответствующие коэффициенты при членах рядов, получим

$$\frac{\partial\varphi}{\partial t} = 2\vartheta_b\frac{s_0^2}{t_п}\left(1 - \frac{t}{t_п}\right)$$

или, используя условие $\varphi(0) = 0$,

$$\varphi = \vartheta_b s_0^2[1 - (1-\tau)^2]. \qquad (6\text{-}51)$$

Далее

$$\frac{\partial\varkappa_n}{\partial t} - a_n^2\mu_n^2\varkappa = \frac{4\vartheta_b s_0^2}{t_п}(-1)^n\times$$

$$\times\frac{\left(1 - \dfrac{t}{t_п}\right)^2}{1 - \dfrac{t}{t_п} + \left(\dfrac{n\pi}{2k_r}\right)^2}$$

или

$$\varkappa_n = 4\vartheta_b s_0^2(-1)^n e^{-\mathrm{Fo}\,n^2\pi^2\tau}\int_0^{\tau}\frac{(1-\tau)^2}{(1-\tau) + \left(\dfrac{n\pi}{2k_r}\right)^2}e^{\mathrm{Fo}\,n^2\pi^2\tau}\,d\tau, \qquad (6\text{-}52)$$

где Fo — критерий Фурье, характеризующий отношение темпа изменения окружающих условий и темпа перестройки температурного поля внутри теплопроводной среды во время пуска:

$$\mathrm{Fo} = \frac{\lambda}{c\gamma}\frac{t_п}{h^2}. \qquad (6\text{-}53)$$

Окончательно

$$\vartheta = 2\vartheta_b s_0^2 \tau\left(1-\frac{\tau}{2}\right) + 4\vartheta_b s_0^2 \sum_{n=1}^{\infty} e^{-\mathrm{Fo}\, n^2\pi^2\tau}(-1)^n \times$$
$$\times \int_0^\tau \frac{(1-\zeta)^2 e^{\mathrm{Fo}\, n^2\pi^2\zeta}}{1-\zeta+\left(\frac{n\pi}{2k_r}\right)^2} d\zeta \cos\frac{n\pi y}{h}. \qquad (6\text{-}54)$$

Пусть теперь $r > 0$. Тогда аналогично (6-50)

$$\Theta = \varphi(t) + \sum_{n=1}^{\infty} \varkappa_n(t)\cos\mu_n y \qquad (6\text{-}55)$$

или

$$\frac{\partial\varphi}{\partial t} = 2\vartheta_b s_0^2(1-\tau)\, e^{r\tau}.$$

Проинтегрировав, получим

$$\varphi = 2\vartheta_b s_0^2 \int_0^\tau (1-\zeta)\, e^{r\zeta} d\zeta = 2\vartheta_b s_0^2 e^{r\tau} \times$$
$$\times \frac{1}{r}\left[(1-e^{-r\tau})\left(1+\frac{1}{r}\right)-\tau\right]. \qquad (6\text{-}56)$$

Для $\varkappa_n$ аналогично предыдущему получаем:

$$\varkappa_n = 4\vartheta_b s_0^2(-1)^n e^{-\mathrm{Fo}\, n^2\pi^2\tau} \int_0^\tau \frac{(1-\zeta)^2 e^{\mathrm{Fo}\, n^2\pi^2\zeta + r\zeta}}{1-\zeta+\left(\frac{n\pi}{2k_r}\right)^2} d\zeta. \qquad (6\text{-}57)$$

В итоге

$$\vartheta = \Theta e^{-r\tau} = 2\vartheta_b s_0^2 \left\{\frac{1}{r}\left[1-\tau+\frac{1}{r}-\right.\right.$$
$$\left.-e^{-r\tau}\left(1+\frac{1}{r}\right)\right] + 2\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n \cos\frac{n\pi y}{h}\, e^{-(\mathrm{Fo}\, n^2\pi^2+r)\tau} \times$$
$$\left.\times \int_0^\tau \frac{(1-\tau)^2 e^{(\mathrm{Fo}\, n^2\pi^2+r)\zeta}}{1-\tau+\left(\frac{n\pi}{2k_r}\right)^2} d\zeta\right\}. \qquad (6\text{-}58)$$

Рассмотрим отношение коэффициентов r и Fo:

$$\frac{r}{\mathrm{Fo}} = \frac{2\beta t_n}{c\gamma b_n}\,\frac{c\gamma h^2}{\lambda t_n} = \frac{\beta h}{\lambda}\,\frac{2h}{b_n} = \mathrm{Bi}\,\frac{2h}{b_n},$$

где Bi — критерий Био, характеризующий отношение температурного перепада в теле к температурному перепаду между телом и средой. Иными словами, коэффициент r можно легко выразить через известные критерии Fo и Bi при незначительной вариабильности отношения $2h/b_n$ для широкого диапазона типоразмеров асинхронных глубокопазных машин.

Вычисление интеграла, входящего в формулы (6-52), (6-54), (6-57), (6-58), можно провести двумя различными путями. Первый из них — аналитический. Выкладки, предшествующие окончательному результату, довольно громоздки, поэтому приведем выражение для вычисления $\varkappa_n$ согласно (6-57) без них:

$$\varkappa_n = 4\vartheta_b s_0^2(-1)^{n+1}\frac{1}{\xi^n}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{1+[n\pi/(2k_r)]^2}\times$$
$$\times\left\{(-1)^{k+1}\left[\frac{(k-1)!}{\xi^{k-1}}+\frac{2k!}{\xi^k}+\frac{(k+1)!}{\xi^{k+1}}\right]\times\right.$$
$$\times(1-e^{-\xi\tau})+\sum_{l=1}^{k-1}\tau^l\,\frac{(-1)^{k+l-1}}{l!}\times$$
$$\left.\times\left[\frac{(k-1)!}{\xi^{k-l-1}}+2\frac{k!}{\xi^{k-l}}+\frac{(k+1)!}{\xi^{k-l+1}}\right]-\tau^k\left(\frac{k}{\xi}+2\right)+\tau^{k+1}\right\} \qquad (6\text{-}59)$$

где

$$\xi = \mathrm{Fo}\, n^2\pi^2 + r = \mathrm{Fo}\,(n^2\pi^2 + \mathrm{Bi}\cdot 2h/b_n).$$

На практике время вычисления на ЭВМ суммы такого ряда оказалось несколько большим, чем численный расчет интеграла с помощью стандартных программных модулей.

Расчет термической стойкости стержней будем проводить в пределах теории упругости, и, если максимальное напряжение будет превосходить выбранное допустимое (с учетом его зависимости от температуры), это будет означать опасность разрушения обмотки при числе циклов, меньшем, чем по кривой усталостной прочности с учетом знакопеременной или знакопостоянной деформации при данной температуре.

В общем случае распределение термоупругих напряжений в стержне произвольной формы и поперечного сечения, который может удлиняться (податливость сердечника достаточно велика по сравнению с усилием среднего теплового удлинения стержней).

но не может изгибаться, в произвольный момент времени переходного процесса определяется формулой [48]

$$\sigma(y) = E(\vartheta,\ y)\left[\frac{\int\limits_0^h E(\vartheta)\,\alpha_т(\vartheta)\,\vartheta(y)\,b_п(y)\,dy}{\int\limits_0^h E(\vartheta)\,b_п(y)\,dy} - \right.$$

$$\left. -\alpha_т(\vartheta)\,\vartheta(y)\right]. \qquad (6\text{-}60)$$

При $b_п = \mathrm{const}$ и принятом допущении независимости модуля Юнга E и коэффициента линейного теплового удлинения от нагрева $\alpha_т$ формула приобретает вид

$$\sigma(y) = E\alpha_т\left[\frac{1}{h}\int\limits_0^h \vartheta(y)\,dy - \vartheta(y)\right] =$$

$$= -4E\alpha_т\vartheta_b s_0^2\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n e^{-(\mathrm{Fo}\,n^2\pi^2+r)\,\tau}\times$$

$$\times\cos\frac{n\pi y}{h}\int\limits_0^{\tau}\frac{(1-\zeta)^2 e^{(\mathrm{Fo}\,n^2\pi^2+r)\,\zeta}}{1-\zeta+(n\pi/2k_r)^2}\,d\zeta. \qquad (6\text{-}61)$$

На рис. 6-3 представлено в безразмерной форме распределение термоупругого напряжения по высоте стержня глубокопазного двигателя и его изменение во времени в режимах пуска или реверса. Максимальное σ, достигаемое на верхней кромке стержня, где нагрев максимален, определяется формулой

$$\sigma_{max} = 4E\alpha_т\vartheta_b s_0^2\sum_{n=1}^{\infty}e^{-(\mathrm{Fo}\,n^2\pi^2+r)\,\tau}\times$$

$$\times\int\limits_0^{\tau}\frac{(1-\zeta)^2 e^{(\mathrm{Fo}\,n^2\pi^2+r)\,\zeta}}{1-\zeta+\left(\frac{n\pi}{2k_r}\right)^2}\times$$

$$\times\,d\zeta = 4E\alpha_т\vartheta_b s_0^2 k_\sigma(\tau). \qquad (6\text{-}62)$$

Максимальное напряжение, имеющее место на верхней или нижней кромке стержня, зависит от времени, так как зависит от градиента температуры (рис. 6-4, *а*). Следовательно, и его относительная величина k_σ будет функцией времени.

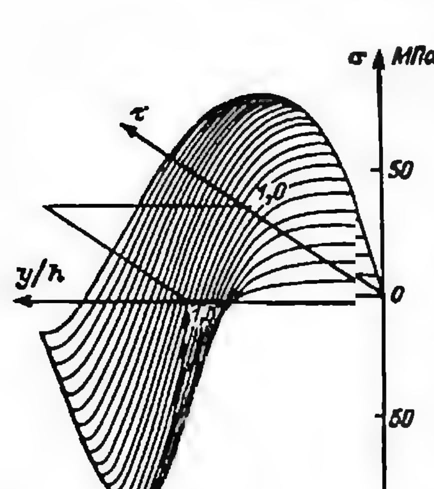
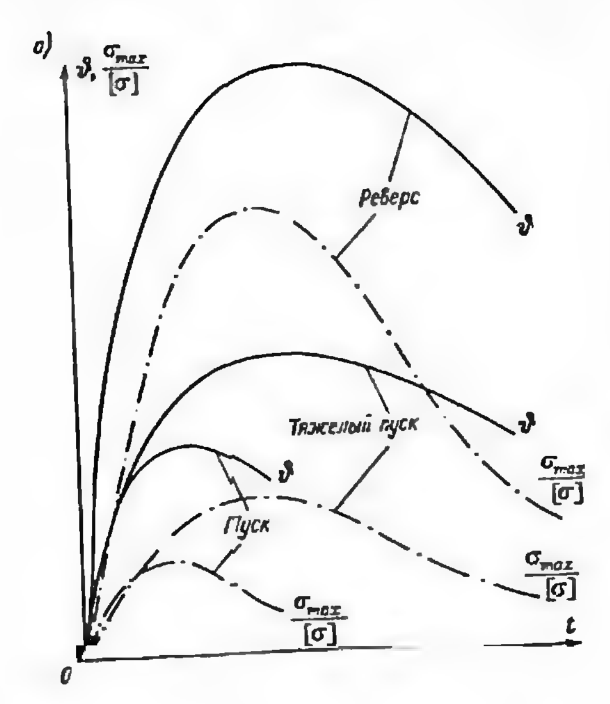


Рис. 6-3. Характер изменения термоупругих напряжений при пуске и реверсе



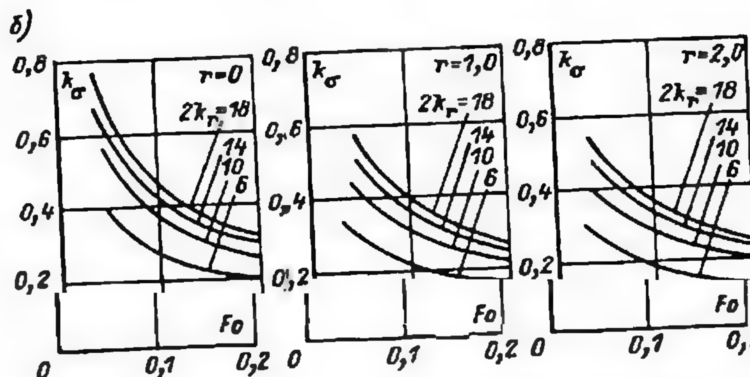


Рис. 6-4. Изменение максимальной температуры стержня ротора и максимального напряжения при пуске и реверсе во времени (*а*); к расчету k_σ (*б*)

Если построить кривые, подобные показанным на рис. 6-4, *а*, для различных случаев, то можно на каждой из них найти самое большое значение σ_{max} и $k_{\sigma\,max}$, соответствующее примерно 0,4 $t_п$.

Анализ формулы для расчета максимального термоупругого напряжения показывает, что коэффициент $k_{\sigma\,max}$ для различных машин, разного материала обмоток, роторов, маховых моментов

агрегатов может быть выражен в виде функции только трех безразмерных параметров:

$$k_{\sigma\,\max} = f(\text{Fo},\ k_r,\ r) \qquad (6\text{-}63)$$

или

$$k_{\sigma\,\max} = f\left(\text{Fo},\ k_r,\ \text{Bi}\,\frac{2h}{b}\right).$$

Это обстоятельство позволяет построить семейство кривых, по которым можно легко оценить максимальное термоупругое напряжение еще на этапе эскизного проекта машины (рис. 6-4, *б*).

Из этих рисунков видно, что при увеличении высоты стержня и соответственно k_r значения $\sigma_{\max}$ возрастают; они возрастают также с уменьшением Fo, вызванным увеличением h или сокращением времени пуска, что говорит о большой опасности быстрых пусков по сравнению с замедленными при одной и той же энергии, выделившейся в роторе ($\vartheta_b = \text{const}$). С помощью кривых рис. 6-4, *б*, ограничиваясь значением $\sigma_{\max} \leqslant \sigma_{\text{доп}} < \sigma_{\text{п.т}}$, несложно проверить применимость данного двигателя в новых условиях или оценить максимальную термическую стойкость ротора.

Так, например, использование меди вместо алюминия для стержней обмотки ротора двигателя позволяет снизить $\sigma_{\max}$ и увеличить допустимое число пусков и реверсов машины.

Нетрудно показать, что существенного снижения термоупругих напряжений можно добиться при переходе на двойную клетку. Если бы мы разрезали стержень вдоль на уровне половины высоты и верхнюю и нижнюю части обмотки соединили бы со своими кольцами, это привело бы к снижению термоупругих напряжений почти в четыре раза. Однако, как было сказано выше, двойная клетка может оказаться дороже, а двигатель хуже, поэтому ее использование не всегда целесообразно.

Можно подойти к оценке размеров стержня ротора глубокопазного двигателя и таким образом: при заданном времени пуска определить максимальную возможную по условию термической стойкости высоту стержня. На рис. 6-5 построено семейство кривых $t_{\text{п}\,\min}(\vartheta_b)$ для клеток из алюминия. Пользоваться этими кривыми для проверки термической стойкости ротора несложно: если при пуске, например, двигателя с глубиной паза ротора 80 мм температура, рассчитанная по формуле (6-32), составила 200 °С, а продолжительность пуска менее 17 с, то термоупругие напряжения в стержнях могут превзойти опасный предел; если же пуск более длительный, то напряжения будут в норме. Следовательно, если нагрев обмотки статора позволяет затянуть пуск, применив, например, пусковой реактор или автотрансформатор, то обмотка ротора будет испытывать меньшие термомеханические воздействия.

Как показывают расчеты, влияние неравномерного по высоте нагрева стержня обмотки ротора на механические напряжения

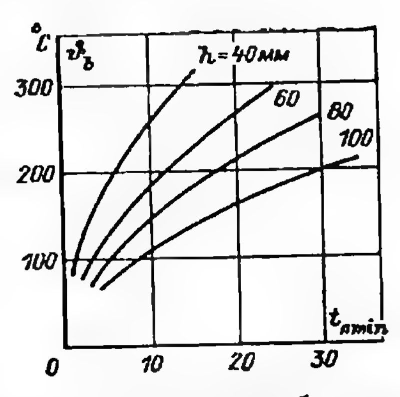


Рис. 6-5. К определению предельной высоты паза

в лобовой части обычно менее существенно, нежели в пазовой, однако весьма сильным может быть влияние нагрева короткозамыкающего кольца. Полезно изложить расчет напряжений в лобовой части обмотки ротора с учетом тепловых деформаций не только кольца, но и стержня; методика расчета была разработана В. И. Праздниковым. При этом считается, что теплообмен лобовой части с окружающей средой происходит с тем же коэффициентом теплоотдачи r, что и для пазовой части, или отсутствует; пренебрегается теплообменом между стержнем и кольцом; считается, что потери на участке «пазовая часть стержня — лобовая часть — короткозамыкающее кольцо» выделяются пропорционально сопротивлениям этих участков. Будем считать также, что к концу пуска температура каждой части будет пропорциональна выделяющимся в ней потерям:

$$\vartheta_{b\text{п}} = \vartheta_b \frac{k_{r\text{ср}}}{k_{r\text{ср}} l^* + 1 - l^* + (l_{\text{к.э}}/l_2)\, b_{\text{п}} h/(b_{\text{к}} h_{\text{к}})};$$

$$\vartheta_{b\text{л}} = \vartheta_b \frac{1}{k_{r\text{ср}} l^* + 1 - l^* + (l_{\text{к.э}}/l_2)\, b_{\text{п}} h/(b_{\text{к}} h_{\text{к}})}; \qquad (6\text{-}64)$$

$$\vartheta_{b\text{к}} = \vartheta_b \frac{l_{\text{к.э}} b_{\text{п}} h}{l b_{\text{к}} h_{\text{к}}} \frac{1}{k_{r\text{ср}} l^* + 1 - l^* + l_{\text{к.э}} b_{\text{п}} h/(l_2 b_{\text{к}} h_{\text{к}})}.$$

Здесь согласно изложенному выше в § 4-4, $l^* = l_2/l_{\text{c}}$; $l_2 = l_{t2} - 0{,}5\, n_{r2} b_{r2}$, где l_{t2} — длина сердечника ротора; b_{r2} и n_{r2} — ширина и число вентиляционных каналов ротора; $l_{\text{к.э}}$ — эквивалентная длина участков короткозамыкающего кольца, прилегающих к стержню;

$$k_{r\text{ср}} = \frac{\alpha_0 h}{s - s_0} \int_{s_0}^{s} \sqrt{s}\, \frac{\operatorname{sh} 2\alpha_0 h \sqrt{s} + \sin 2\alpha_0 h \sqrt{s}}{\operatorname{ch} 2\alpha_0 h \sqrt{s} + \cos 2\alpha_0 h \sqrt{s}}\, ds. \qquad (6\text{-}65)$$

Решение уравнения теплопроводности вида

$$a^2\left(\frac{\partial^2 \vartheta}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial l^2}\right) + q(y,\ z,\ t) - \frac{r}{t_{\text{п}}}\vartheta = \frac{\partial \vartheta}{\partial t} \qquad (6\text{-}66)$$

с начальным и граничными условиями:

$$\vartheta|_{t=0} = 0; \qquad \left.\frac{\partial \vartheta}{\partial y}\right|_{y=0;\ \ y=h} = \left.\frac{\partial \vartheta}{\partial z}\right|_{z=0;\ \ z=l} = 0,$$

если учесть, что функция источников

$$q(y,\ z,\ t)=\begin{cases}\dfrac{2\vartheta_{bn}s_0^2}{t_n}\left[1-\tau+2\sum\limits_{n=1}^{\infty}(-1)^n\times\right.\\ \left.\times\dfrac{(1-\tau)^2}{1-\tau+(n\pi)^2/(2k_r)^2}\cos\mu_n y\right] & \text{при}\quad 0\leqslant z\leqslant l_1;\\ \dfrac{2\vartheta_{bл}s_0^2}{t_n}(1-\tau) & \text{при}\quad l_1<z\leqslant l_2\end{cases}$$

может быть разложена в двойной ряд Фурье по y и z, а само решение мы также будем искать в виде двойного ряда, получим после несложных преобразований в следующем виде:

$$\vartheta(y,\ z,\ t)=2s_0l^*\left\{\left[\vartheta_{bn}+\vartheta_{bл}\left(\frac{1}{l^*}-1\right)\right]e^{-r\tau}\times\right.$$

$$\times\int\limits_0^{\tau}(1-\zeta)\,e^{r\zeta}d\zeta+2\sum_{n=1}^{\infty}\vartheta_{bn}(-1)^n\cos\frac{n\pi y}{h}\times$$

$$\times e^{-(\mathrm{Fo}_h n^2\pi^2+r)\tau}\int\limits_0^{\tau}\frac{(1-\zeta)^2e^{(\mathrm{Fo}_h n^2\pi^2+r)\zeta}\,d\zeta}{1-\zeta+(n\pi)^2/(2k_r)^2}+$$

$$+(\vartheta_{bn}-\vartheta_{bл})\,2\sum_{m=1}^{\infty}\cos\frac{m\pi z}{l}e^{-(\mathrm{Fo}_l m^2\pi^2+r)\tau}\times$$

$$\times\int\limits_0^{\tau}(1-\zeta)\,e^{(\mathrm{Fo}_l m^2\pi^2+r)\zeta}d\zeta\,\frac{\sin m\pi l^*}{m\pi l^*}+$$

$$+4\vartheta_{bn}\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{m=1}^{\infty}(-1)^n\cos\frac{n\pi y}{h}\cos\frac{m\pi z}{l}\times$$

$$\times\frac{\sin m\pi l^*}{m\pi l^*}e^{-(\mathrm{Fo}_h n^2\pi^2+\mathrm{Fo}_l m^2\pi^2+r)\zeta}\times$$

$$\times\int\limits_0^{\tau}\frac{(1-\zeta)^2}{1-\zeta+(n\pi)^2/(2k_r)^2}e^{(\mathrm{Fo}_h n^2\pi^2+\mathrm{Fo}_l m^2\pi^2+r)\zeta}d\zeta. \qquad (6\text{-}67)$$

Для расчета механических напряжений представим стержень ротора в виде пластины, заделанной в сердечник на одном конце и отрезанной от кольца — на другом. Представим в каждой точке z

(рис. 6-6) распределение ϑ в виде двух слагаемых: линейно зависящего от координаты y и нелинейного:

$$\left.\begin{aligned}&\vartheta(y,\ z)=\vartheta_л(y,\ z)+\vartheta_н(y,\ z);\\ &\vartheta_л(y,\ z)=ay+b=\frac{y}{h}\left[\vartheta\left(\frac{h}{2},\ z\right)-\vartheta\left(-\frac{h}{2},\ z\right)\right]+\\ &+\frac{1}{2}\left[\vartheta\left(\frac{h}{2},\ z\right)-\vartheta\left(-\frac{h}{2},\ z\right)\right];\\ &\vartheta_н(y,\ z)=\vartheta(y,\ z)-\vartheta_л(y,\ z).\end{aligned}\right\}\qquad(6\text{-}68)$$

Нетрудно показать, что только линейная часть $\vartheta_л(y,\ z)$ создает прогиб и угол поворота сечения пластины, не создавая при этом

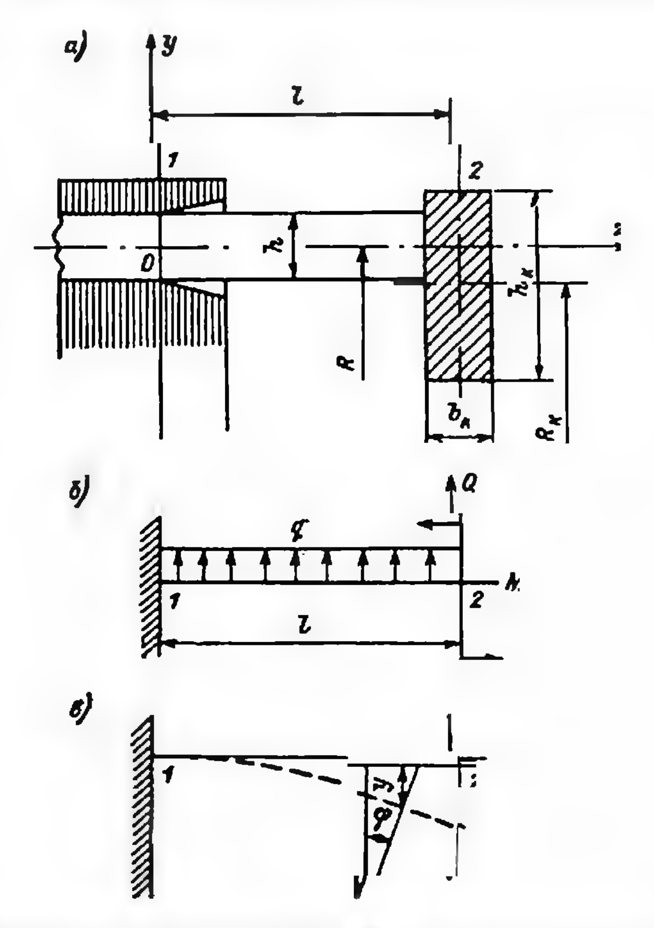


Рис. 6-6. Схема для термомеханического расчета короткозамкнутой обмотки ротора

никаких напряжений, если пластина свободна. Нелинейная часть $\vartheta_н$ будет создавать напряжения

$$\sigma_н(y, z) = -E\alpha_т\left[\vartheta_н(y, z) - \frac{1}{h}\int_{-h/2}^{h/2}\vartheta_н(y, z)\,dy - \frac{12y}{h^3}\int_{-h/2}^{h/2}\vartheta_н(y, z)\,y\,dy\right]. \qquad (6\text{-}69)$$

Пренебрегая краевыми эффектами, найдем угол поворота сечения элемента dz на расстоянии z от заделки:

$$\varphi(z) = \frac{\alpha_т}{h}\int_{l_1}^{z}\left[\vartheta\left(\frac{h}{2}, z\right) - \vartheta\left(-\frac{h}{2}, z\right)\right]dz;$$

$$\varphi(l) = \frac{\alpha_т}{h}\int_{l_1}^{l}\left[\vartheta\left(\frac{h}{2}, z\right) - \vartheta\left(-\frac{h}{2}, z\right)\right]dz. \qquad (6\text{-}70)$$

Прогиб стержня:

$$f(z) = \frac{\alpha_т}{h}\int_{l_1}^{z}\int_{l_1}^{z}\left[\vartheta\left(\frac{h}{2}, z\right) - \vartheta\left(-\frac{h}{2}, z\right)\right]dz;$$

$$f(l) = \frac{\alpha_т}{h}\int_{l_1}^{l}\int_{l_1}^{l}\left[\vartheta\left(\frac{h}{2}, z\right) - \vartheta\left(-\frac{h}{2}, z\right)\right]dz. \qquad (6\text{-}71)$$

Стержень ротора асинхронного двигателя жестко связан с короткозамыкающим кольцом, поэтому их деформации и перемещения под действием центробежных сил и термомеханических напряжений нужно определять совместно.

Линейная силовая нагрузка на лобовые части стержня от действия центробежных сил

$$q_c = \gamma\omega^2 R_c F_c = 1{,}096\gamma R_c F_c (n/10)^2, \qquad (6\text{-}72)$$

где R_c — радиус средней линии стержня (расстояние до оси машины); F_c — площадь поперечного сечения; n — частота вращения (об/мин); $n = [1 - s_0(1-\tau)]\, n_{сх}$; $n_{сх}$ — синхронная частота вращения. Действие кольца на стержень определяется пока неизвестными силой Q и моментом M.

Кольца подвергаются нагрузкам от действия центробежных сил

$$q_к = \gamma\omega^2 F R_к^2 = 1{,}096\gamma_к F_к R_к^2 (n/10)^2 \qquad (6\text{-}73)$$

(где $R_к$ — средний радиус кольца; $F_к$ — площадь поперечного сечения кольца), а также от действия стержней z_2Q и z_2M, где z_2 — число стержней обмотки ротора.

Допустим, что кольцо в электромеханическом переходном процессе нагревается адиабатно:

$$\vartheta_к = \vartheta_{bк} s_0^2 [1 - (1-\tau)^2] \qquad (6\text{-}74)$$

где $\vartheta_{bк}$ определяется по (6-64).

Тогда, зная частоту вращения в каждый момент, а также распределение температур, можно получить уравнения совместных деформаций стержня и кольца из условий равновесия: поворот сечения кольца от суммарного действия всех сил равен повороту сечения стержня, а прогиб стержня равен изменению радиуса кольца:

$$\frac{q_c l_2^4}{8EJ} + \frac{Q l_2^3}{3EJ} - \frac{M l_2^2}{2EJ} - f = \frac{q_к R_к}{E} + \alpha_т\vartheta_к R_к - \frac{z_2 Q R_к}{2\pi F_к E}$$

$$\frac{q_c l_2^3}{6EJ} + \frac{Q l_2^2}{2EJ} - \frac{M l_2}{EJ} - \varphi = \frac{z_2 M R_к}{2\pi E J_к}, \qquad (6\text{-}75)$$

где J — момент инерции сечения стержня, $J = b_п h_c^3/12$; $J_к$ — момент инерции выкручивания кольца, $J_к = h_к b_к^2/2$.

Решая эти уравнения совместно, можно найти значения Q и M:

$$Q = \frac{C_1 D - C_2 B}{AD - B^2};$$

$$M = \frac{C_1 B - C_2 A}{AD - B^2}, \qquad (6\text{-}76)$$

где

$$C_1 = \frac{q_к R_к}{E} + \alpha_т R_к \vartheta_к + f - \frac{q_c l_2^4}{8EJ};$$

$$C_2 = \varphi - \frac{q_c l_2^3}{6EJ} \qquad B = \frac{l_2}{2EJ};$$

$$A = \frac{l_2^3}{3EJ} + \frac{z_2 R_к}{2\pi F_к E}; \qquad D = \frac{l_2}{EJ} + \frac{z_2 R_к}{2\pi E J_к}.$$

Обычно нас интересуют напряжения в сечениях стержня, обозначенных на рис. 6-6 цифрами *1* и *2*. На основании произведенных выкладок можно окончательно записать:

$$\sigma_1 = \left(M - Ql_2 - q_c l_2^2/2\right)\frac{y}{J} + \sigma_н (y, l_1);$$
$$(6\text{-}77)$$
$$\sigma_2 = \frac{My}{J} + \sigma_н (y, l)$$

Напряжения в кольце

$$\sigma_к = q_к + \frac{z_2}{2\pi}\left(\frac{Mh_к}{2J_к} - \frac{Q_к}{F_к}\right). \qquad (6\text{-}78)$$

Анализ расчета [46] показывает, что, во-первых, неучет неравномерного по высоте нагрева ведет к значительной погрешности в определении σ_{max} и, во-вторых, что эта недооценка особенно важна для режима асинхронного пуска, так как максимальная температура и ее градиент достигаются примерно при $\tau = 0,4$, частота вращения пуска при этом $n = 0,4\ n_{сх}$, а реверса равна $0,2\ n_{сх}$ (напомним, что центробежные силы пропорциональны n^2). Относительно высокий нагрев кольца в этом случае более опасен для лобовой части.

Из изложенного выше следует, в частности, что повышение пускового момента, позволяющее снизить при пуске с моментом сопротивления общий нагрев клетки, не всегда увеличивает ее долговечность. Так, если это повышение достигается за счет увеличения коэффициента вытеснения, например, переходом на клиновую форму паза, то есть опасность чрезмерно высоких градиентов температуры и термомеханических напряжений. Аналогичные соображения требуют обоснования самой формы стержня (и паза), отношений между размерами его частей по высоте и ширине с помощью термомеханических расчетов, методики которых можно разработать по аналогии с приведенным выше простейшим примером.

Разрушение стержня и других элементов обмотки ротора под действием термомеханических напряжений и деформаций — еще не вполне изученный процесс, поэтому трудно определить допустимые термоупругие напряжения по приведенным выше формулам. Во всяком случае, они не должны превосходить предела пропорциональности, так как при пластических деформациях знакопеременное нагружение неизбежно и предел усталости достигается довольно быстро. Уменьшение тепловых напряжений может быть достигнуто, как уже говорилось, рациональной формой стержня, выбором допустимых его размеров, подбором материала и тому подобными приемами, которые вполне поддаются формализации при включении их в проектирующие алгоритмы. Контроль термомеханических нагрузок ротора позволяет определить предельный маховой момент механизма, который данная машина не может

разогнать при прямом включении в сеть и для которого требуется машина с фазным ротором или машина с полюсно-переключаемой обмоткой (двухобмоточная) либо устройство частотного пуска.

Потери энергии в роторе двухобмоточной машины при разгоне сперва до частоты, соответствующей первому числу пар полюсов p_1, а потом — второму p_2, будут

$$A = \frac{J}{2}\left(\omega_{11}^2 - \omega_{10}^2\right)\frac{1}{k_{н1}} + \frac{J}{2}\left(\omega_{12}^2 - \omega_{11}^2\right)\frac{1}{k_{н2}}$$

Как видно из простой графической интерпретации этого выражения, показанной на рис. 6-7, ступенчатый пуск позволяет существенно снизить общее тепловыделение в роторе при разгоне вхолостую относительно больших маховых масс при $p_1 = 2p_2$ (вдвое, если $k_{н1} = k_{н2}$), что объясняет его достаточно широкое применение. Естественно, что частотно-регулируемый пуск снижает пусковые потери в роторе до весьма малой величины, так как он эквивалентен многоступенчатому пуску с очень большим числом ступеней. Термическая стойкость обмотки статора определяется не только ее температурой к концу пуска, но и приращением этой температуры, определяющим взаимное перемещение меди и изоляции обмотки. Обычно рост температуры в процессе пуска или реверса рассчитывается по среднеквадратическому току статора $I_{1ср}^2$ за этот период и условно принимается, что теплоотдачи не существует:

$$\vartheta_1 = \frac{J_{ср1}^2 t_п}{175}. \qquad (6\text{-}79)$$

На самом деле, если пуск затяжной, например, двигатель пускается через реактор или автотрансформатор или велик момент сопротивления привода, происходит передача теплоты

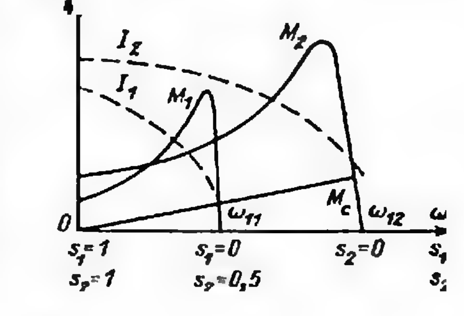




Рис. 6-7. Пусковые характеристики (*а*) и энергетическая диаграмма (*б*) при пуске с переключением полюсов

в изоляцию обмотки статора, а также некоторая теплоотдача в окружающий обмотку сердечник и воздух. Температуры, достигаемые в процессе пуска, можно рассчитать, пользуясь известными и общими для всех машин методами (см., например [33]). Превышения же температур, подсчитываемые по формуле (6-79), обычно нормируются и не должны превосходить 30—60°; при этом плотность тока может приниматься соответствующей начальному моменту пуска или реверса.

Кроме пуска или реверса обычно при проектировании двигателя проверяются возможности его работы в зоне неустойчивого момента вращения, когда в результате падения напряжения в сети момент падает до значения, меньшего, чем момент сопротивления, т. е. когда машина начинает тормозиться. Время ее торможения до $s = 1$ определится следующей формулой:

$$t_1 = T_м \frac{M_н}{M_c - M_п (U/U_н)^2}, \quad (6\text{-}80)$$

а теплота, выделившаяся в пусковой обмотке за время торможения до скольжения s, составит

$$A_1 = \frac{t_1 P_н}{2} \frac{M_п}{M_н} \left(\frac{U}{U_н}\right)^2 (s^2 - s_н^2); \quad (6\text{-}81)$$

превышение температуры стержней обмотки

$$\vartheta_{b1} = A_1/(G_b c_b).$$

Если при этом в результате повышения напряжения до номинального двигатель начал вновь разгоняться, то суммарное повышение температуры составит за время торможения и разгона

$$\vartheta_b' = (s^2 - s_н^2)\left(\frac{T_м P_н}{2} \frac{1}{k_п} + A_1\right) \frac{1}{G_b c_b}.$$

Проверка возможности самозапуска не проводится, как правило, для двигателей, предназначенных для реверсивной работы. Последние обеспечивают самозапуск.

6-4. Учет электромагнитных процессов

Выше отмечалось, что вполне удовлетворительное совпадение расчетных и опытных пусковых характеристик, когда пренебрегаем свободными токами в статоре и роторе, позволяет упростить расчеты разгона и торможения асинхронной машины. Однако имеется необходимость в расчете неустановившихся токов и моментов вращения с учетом электромагнитных процессов в случае кратковременного отключения и включения асинхронного двигателя снова в сеть, что бывает, например, при отказе основного источника питания и включении резервного. Если при этом между моментом отключения и моментом включения проходит время, до-

статочное, чтобы токи в роторе затухли, то повторное включение представляет собой включение на напряжение и разгон двигателя от некоторого скольжения до номинального.

Если же перерыв питания кратковременный, то включение двигателя на напряжение является процессом, аналогичным процессу включения в сеть синхронной машины с некоторым возбуждением, определяемым остаточным потоком двигателя и остаточным напряжением на его зажимах. В момент включения происходит всплеск тока в статоре и роторе, вызывающий повышенные электродинамические силы, действующие на обмотку, и повышенный момент вращения. Эти процессы можно рассчитать с помощью численного решения дифференциальных уравнений, например, с помощью программы TRANS (см. прогр. 2-2).

Однако, чтобы облегчить интерпретацию результатов и дать возможность оценок, мы изложим здесь и аналитическую теорию расчета в линейной постановке, применяя операторный метод. Эти вопросы достаточно просто и наглядно изложены в известной работе Е. Я. Казовского [15], которой мы и будем придерживаться при дальнейшем изложении.

Рассматривая упрощенную схему замещения, изображенную на рис. 5-1, выразим все активные и индуктивные сопротивления, а также напряжения и токи в относительных единицах, приняв за базисное сопротивление $z_б = U_1/I_1$.

Если асинхронную машину с одной обмоткой на роторе, вращающуюся с угловой частотой $\omega_2 = (1-s)\,\omega_1$, включить в сеть под напряжение $\dot{U}_1$, то потокосцепления $\dot{\Psi}_s$ ее статорных обмоток (проекция суммарного вектора потокосцеплений всех фаз на ось, вращающихся с синхронной скоростью $\omega_1 = 1$) и вращающийся комплекс напряжения $\dot{U}_1$ будут связаны следующим дифференциальным уравнением

$$\dot{U}_1 = (p + j)\,\dot{\Psi}$$

из решения которого следует, что

$$\dot{\Psi}_s = \dot{\Psi}_{sy} + \dot{\Psi}_{s1} = \frac{\dot{U}_1}{j}(1 - e^{-jt}) = \dot{I}_s x (p + js),$$

где $\dot{\Psi}_{sy}$ — первая составляющая вращающегося комплекса потокосцеплений, соответствующая установившемуся режиму, а $\dot{\Psi}_{s1}$ — вторая его составляющая, соответствующая переходному режиму; t — синхронное время; p — оператор дифференцирования, s — скольжение. При включении машины в сеть, не имеющую внутреннего сопротивления, т. е. бесконечно мощную (что равносильно мгновенному включению ЭДС в короткозамкнутый контур), если пренебречь активным сопротивлением статорной обмотки, потокосцепления не могут измениться мгновенно. Следовательно, в пер-

вый момент времени их геометрическая сумма равна нулю, как показано на рис. 6-8. Вектор потокосцеплений $\dot{\Psi}_{sy}$ в неподвижной системе координат вращается с синхронной частотой $\omega_1 = 1$, и его проекции на оси фаз будут равны фазным потокосцеплениям в установившемся режиме. В системе координат, связанной с синхронными осями, этот вектор неподвижен, а в системе координат, связанной с ротором, он вращается с частотой $\omega_1 s$. Эти потокосцепления вызваны током статора, который составляет

$$\dot{I}_y = \frac{\dot{U}_1}{Z(s)}$$

и может быть определен по круговой диаграмме, как ток установившегося режима при скольжении s.

Вторая составляющая потокосцеплений $\dot{\Psi}_{s1}$ в первый момент времени равна и противоположна первой $\dot{\Psi}_{sy}$, однако она неподвижна по отношению к статору и представляет собой так называемый свободный поток.

Скольжение ротора по отношению к этой составляющей поля $\omega_2 = -(1-s)$, и ток, которым вызывается $\dot{\Psi}_{s1}$, должен соответствовать схеме замещения при $s = -(1-s)$:

$$\dot{I}_{s1} = \frac{\dot{U}_1}{Z(1-s)}.$$

Его можно определить по круговой диаграмме как ток, соответствующий скольжению $1-s$, однако нужно помнить, что по круговой диаграмме мы найдем его со знаком минус, а правильное положение вектора $\dot{I}_{s1}$ по отношению к вектору $\dot{I}_y$ показано на рисунке. В синхронно вращающейся системе координат

$$\dot{\Psi}_{s1} = -\frac{\dot{U}_1}{j} e^{jt},$$

т. е. вращается с синхронной частотой, если не учитывать активного сопротивления статора.

Но так как ток статора в первый момент времени тоже должен быть равен нулю, то возникает третья составляющая тока, равная геометрической разности первых двух составляющих. Ее амплитуду можно определить по круговой диаграмме, проведя отрезок из точки B в точку C, или вычислить по формуле

$$\dot{I}_{s2} = -\frac{\dot{U}_1}{j}\left[\frac{1}{Z(s)} - \frac{1}{Z(1-s)}\right] e^{-(\alpha_r + js)t}.$$

На самом деле составляющие тока, как и составляющие потокосцеплений, будут затухать во времени, а кроме того, несколько ускоряться или отставать при вращении относительно синхронных

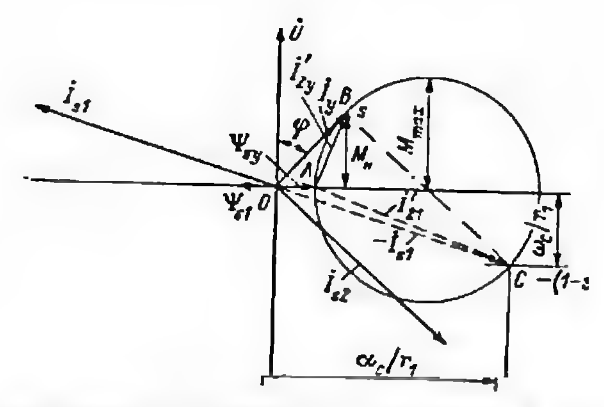


Рис. 6-8. К расчету токов при внезапном включении в сеть вращающейся асинхронной машины

координатных осей. Составляющая тока статора $\dot{I}_{s1}$ и обусловленные ею потокосцепления $\dot{\Psi}_{s1}$ будут затухать с комплексным декрементом, равным

$$-\alpha_c + \omega_1',$$

так что

$$\dot{\Psi}_{s1} = -\frac{\dot{U}_1}{j} e^{-(\alpha_c + j\omega_1')t},$$

где $\omega_1' = 1 - \omega_c$, а ω_c определяется из условия

$$\alpha_c - j\omega_c = \frac{r_1}{Z(1-s)},$$

где r_1 — сопротивление обмотки статора. Координаты конца вектора тока $-\dot{I}_{s1}$ являются как раз составляющими этого декремента в масштабе $1/r_1$; достаточно определить их, умножить на r_1 и получить составляющие декремента затухания. Следовательно, векторы $\dot{I}_{s1}$ и $\dot{\Psi}_{s1}$ будут не только изменяться по амплитуде с декрементом затухания α_c, но и поворачиваться по отношению к ротору с частотой ω_1'. Составляющая тока статора $\dot{I}_{s2}$ будет затухать с декрементом

$$\alpha_r' = r_2'/x_k = s_{кр},$$

т. е. с декрементом, равным критическому скольжению, и поворачиваться с круговой частотой, равной $\omega_2' = s + \omega_s$, относительно синхронных координат, т. е. с частотой $1 + \omega_s$ по отношению к ротору.

Все три тока статора и два потокосцепления статора образуют составляющие момента вращения

$$M = \mathrm{Re}\left[j\dot{\Psi}_s \dot{I}_s\right] = \mathrm{Re}\left[j\left(\Psi_{sy} + \dot{\Psi}_{s1}\right)\left(\dot{I}_{sy} + \dot{I}_{s1} + \dot{I}_{s2}\right)\right].$$

Вещественные части произведений соответствуют следующим моментам вращения: $\dot{I}_{sy}\ \dot{\Psi}_{sy}$ — установившемуся моменту вращения; по круговой диаграмме он соответствует значениям от нуля до $M_{max} \approx 2/x_k$; $\dot{I}_{s1}\Psi_{s1}$ — затухающей во времени составляющей постоянного по знаку момента, начальное значение которого соответствует моменту при $s = -(1-s)$; $\dot{I}_{sy}\Psi_{s1} + \dot{I}_{s1}\Psi_{sy}$ — составляющим, пульсирующим с частотой, близкой к 1; затухающим с декрементами затухания, близкими к декрементам затухания токов статора; $\dot{I}_{s2}\ \dot{\Psi}_{sy}$ — составляющей, пульсирующей с частотой, близкой к s, и затухающей с декрементом затухания токов ротора; $\dot{I}_{s2}\Psi_{s1}$ — составляющей, пульсирующей с частотой $1-s$ и затухающей с декрементом, определяемым параметрами статора и ротора.

Из простого анализа момента включения при критическом скольжении по круговой диаграмме рис. 6-8 можно заметить, что при включении на скольжении, равном критическому, только первые две составляющие дают момент вращения, равный удвоенному максимальному моменту. С учетом пульсирующих составляющих момент теоретически может возрасти еще в большей степени, правда, все составляющие кроме установившегося момента затухают еще быстрее, чем токи, и этот всплеск почти не сказывается на процессе разгона при достаточно большой механической постоянной ротора. В «легких» машинах пульсирующие составляющие момента могут сделать ускорение ротора существенно непостоянным и вызвать неравномерный разгон.

Рассмотрим теперь, какие дополнительные трудности вызывает остаточное напряжение на зажимах асинхронной машины, сохранившееся после ее отключения от сети, при повторном включении в сеть. Будем считать, что в роторе асинхронной машины остался апериодический «свободный» поток, возникающий после исчезновения тока статора. Обеспечивающий его ток будет

$$\dot{I}_s = \frac{\dot{I}'_2 x'_2 + \dot{I}_0 x_m}{x'_2 + x_m},$$

и его затухание во времени (в секундах) определяется декрементом, равным отношению активного сопротивления ротора к индуктивности ротора при разомкнутом статоре

$$\alpha_2 = \omega \frac{r'_2}{x_m}.$$

Так как ротор вращается со скольжением s, а в сети напряжения частотой $(1-s)\, f$ не существует, то включение такой машины в сеть будет равносильно внезапному короткому замыканию со всеми его особенностями. Кроме перечисленных выше асинхронных моментов вращения между статором и ротором будет действовать дополнительно тормозной момент короткого замыкания, определяемый потерями в статоре и пропорциональный выражению $r_1 (\dot{E}'_2/x_k)^2/(1-s)$, где $\dot{E}'_2$ — ЭДС, соответствующая намагничивающему току $\dot{I}_s$; $\dot{E}'_2 = \dot{I}_s x_m$; x_k — индуктивное сопротивление короткого замыкания. Кроме того, будет действовать синхронный момент, зависящий от знака скольжения ротора. Если представить угол между напряжением сети и ЭДС машины как

$$\delta = \delta_0 + \omega s t,$$

то общее выражение для синхронных составляющих момента будет иметь вид [15, 22]

$$\Delta_m = -\frac{\dot{E}'_2 \dot{U}_1}{x_k} \sin\delta\,(1 - \cos\omega t) + \frac{\dot{E}'_2}{x_k}\left(\dot{U}_1 \cos\delta - \dot{E}'_2\right) \sin\omega t.$$

В состав момента вращения входят составляющие, пульсирующие с большой частотой, с частотой скольжения, и постоянные. Максимум момента зависит от момента включения и может быть существенным. Поэтому большинство крупных асинхронных машин требуется включать в сеть после достаточного затухания токов в роторе или применять при включении реле, обеспечивающее замыкание контактов выключателя в момент, когда ЭДС машины и напряжение сети находятся в противофазе, что смягчает толчок момента при быстром повторном включении.

Электромагнитные моменты вращения и усилия, действующие на обмотки асинхронных машин, при включениях в сеть необходимо учитывать в расчетах на прочность.

Глава седьмая

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АСИНХРОННЫХ МАШИН

7-1. Формулировка задачи синтеза и способы ее решения

В проектировании машин термин «синтез» обозначает процесс нахождения по меньшей мере одного варианта, удовлетворяющего всем предъявляемым к машине требованиям. Синтез

электрических машин может осуществляться в различной форме. Та или иная форма основывается на аналитической связи между величинами, определяемыми в ходе расчета, и на системе требований, которым должна удовлетворять проектируемая машина. Целым рядом величин проектировщику приходится, как правило, задаваться. Поэтому для каждой найденной комбинации искомых параметров проверяется обычно ее способность удовлетворять всем требованиям задания.

Предусмотренные заданием конкретные требования, как и требования общего характера, включающие в себя соблюдение допустимых нагрузок, условия конструктивности и прочее, представляют собой ограничения, которые налагаются на искомые переменные. Если каждое из ограничений описать соответствующим равенством или неравенством, то полученная таким образом система определит в пространстве переменных множество удовлетворительных решений, или так называемую д о п у с т и м у ю о б л а с т ь [50].

В сложившейся схеме проектирования электрических машин можно выделить два этапа: на первом формируется набор геометрических размеров машины и находятся ее обмоточные данные, на втором выполняется поверочный расчет, цель которого — определение характеристик машины, соответствующих сформированному набору.

Первый этап представляет собой синтез машины по неполному набору исходных данных (требований), а второй — анализ ее возможностей с учетом всех требований. Методы анализа детерминированы, не требуют инженерной интуиции от проектировщика, но используемые в этих методах расчетные зависимости содержат много переменных и слишком сложны, чтобы путем обращения этих зависимостей можно было осуществить синтез машины. Многочисленные аналитические зависимости, используемые на этапе синтеза, позволят формировать набор геометрических размеров и обмоточных данных так, чтобы все элементы набора соответствовали требованиям теории электрических машин, не приводили к недопустимым электромагнитным нагрузкам и находились между собой в конструктивном соответствии. В ходе традиционного расчета каждый следующий параметр определяется с учетом ранее выбранных значений других параметров. Однако вопрос, в какой мере принятые значения тех или иных параметров соответствуют всем условиям задания, остается невыясненным до завершения всего расчета.

7-2. Математическая модель проектирования

Задача проектирования асинхронной машины в общем виде может интерпретироваться как задача н е л и н е й н о г о п р о г р а м м и р о в а н и я. Последняя формулируется следующим образом: требуется найти такую совокупность параметров X_k $(x_1, x_2, \ldots, x_k)$, которая обеспечивает экстремальное (для большинства задач — минимальное) значение целевой функции $f(x_1, x_2, \ldots, x_k)$ при следующих ограничениях

$$g_1(X_k) \geqslant 0; \quad g_2(X_k) \geqslant 0; \ \ldots; \ g_m(X_k) \geqslant 0; \qquad (7\text{-}1)$$

$$g_{m+1}(X_k) = 0; \quad g_{m+2}(X_k) = 0; \ \ldots; \ g_{m+n}(X_k) = 0. \qquad (7\text{-}2)$$

Первая группа ограничений, (7-1), характеризует предельные допустимые значения ряда показателей. Ограничения второй группы, (7-2), представленные в виде равенств, относятся к однозначно определенным показателям. Число ограничений первой группы m, второй n. В зависимости от наличия ограничений первой или второй группы различают:

классические задачи оптимизации без ограничений ($m = n = 0$);

классические задачи оптимизации с ограничениями ($m = 0$; $n \neq 0$);

неклассические задачи оптимизации ($m \neq 0$; $n \neq 0$).

Так как общее число параметров совокупности X_k равно k, поиск экстремума производится в k-мерном пространстве. Совокупность точек k-мерного пространства, удовлетворяющая неравенствам (7-1), принадлежит некоторой области, ограниченной поверхностью S. Каждое из уравнений (7-2) описывает в k-мерном пространстве некоторую поверхность, а вся совокупность уравнений (7-2) описывает линию (L) пересечения n поверхностей.

Следовательно, совместное рассмотрение ограничений (7-1) и (7-2) выделит только те точки линии L, которые располагаются внутри области, ограниченной поверхностью S. Указанная совокупность выделенных точек является д о п у с т и м ы м м н о ж е с т в о м, и любой набор параметров X_k в k-мерном пространстве, принадлежащий этому множеству, образует практически реализуемый вариант.

Отметим частный случай, который имеет место, когда число k параметров X_k равно числу n равенств (7-2). В этой ситуации линия пересечения n поверхностей вырождается в единственную точку k-мерного пространства. Допустимость варианта, соответствующего этой точке, зависит от того, принадлежит ли данная точка области, ограниченной поверхностью S, или нет. Если рассматриваемая точка находится вне указанной области, то условия (7-1) и (7-2) несовместимы и реализуемого решения не существует.

Так как на k параметров наложено n уравнений связи, то можно разделить всю совокупность параметров X_k на две группы: к первой относятся $k-n$ параметров, рассматриваемых в качестве независимых, ко второй — n зависимых параметров. При этом зависимые параметры могут быть однозначно выражены через независимые посредством n уравнений связи (7-2). Поэтому для упрощения задачи можно на первом этапе исключить из рассмотрения n

зависимых параметров и n уравнений связи (7-2), а вместо k-мерного пространства рассматривать p-мерное ($p = k-n$). Однако нам придется с помощью уравнений (7-2) выразить каждый из n зависимых параметров через независимые и подставить полученные соотношения в (7-1), а также в выражение для целевой функции. Тогда вместо совокупности параметров $X_k\,(x_1, x_2, \ldots, x_p, \ldots, x_k)$ будет рассматриваться совокупность параметров $X_p\,(x_1, x_2, \ldots, x_p)$, неравенства (7-1) будут преобразованы в ограничения

$$G_1(X_p) \geqslant 0;\quad G_2(X_p) \geqslant 0;\quad \ldots;\quad G_m(X_p) \geqslant 0, \qquad (7\text{-}3)$$

а целевая функция $f\,(x_1, x_2, \ldots, x_p, \ldots, x_k)$ преобразуется в $F\,(x_1, x_2, \ldots, x_p)$.

В этом случае задача нелинейного программирования состоит в нахождении совокупности параметров $X_p\,(x_1, x_2, \ldots, x_p)$, обеспечивающей экстремум функционала $F\,(x_1, x_2, \ldots, x_p)$ при ограничениях (7-3), записанных в виде предельных неравенств. Такая формулировка задачи нелинейного программирования является о с н о в н о й, и именно на нее ориентированы различные методы решения.

Полезно напомнить, что нахождение оптимальных значений независимых параметров $x_1, x_2, \ldots, x_p$ составляет только первый этап задачи. На втором этапе следует рассчитать значения n зависимых параметров посредством указанных ранее соотношений, полученных из уравнений связи (7-2), и, следовательно, общее число определяемых параметров будет по-прежнему равно k.

Пример 7-1. Проиллюстрируем сказанное следующим численным примером. Требуется найти значения переменных x_1, x_2, x_3, обращающих в минимум целевую функцию

$$f = x_1 + x_2^2 + x_3^3 = \min \qquad (7\text{-}4)$$

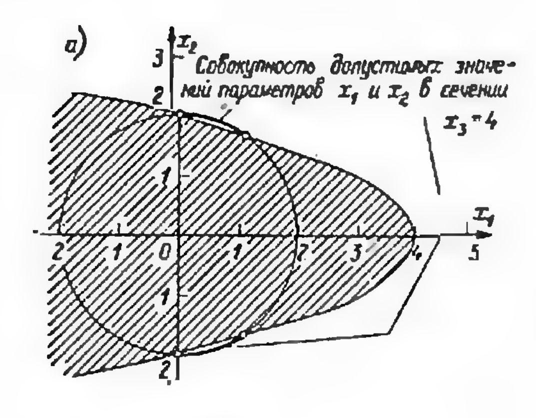
при ограничениях

$$x_1 + x_2^2 + x_3 - 8 \geqslant 0; \qquad (7\text{-}5)$$

$$x_1^2 + x_2^2 - x_3 = 0;\quad x_3 = 4. \qquad (7\text{-}6)$$

Здесь имеет место задача поиска оптимума в трехмерном ($k = 3$) пространстве. Причем в этом пространстве ограничению (7-5) удовлетворяет совокупность точек, находящихся по одну сторону поверхности $x_1 + x_2^2 + x_3 = 8$, а двум ограничениям (7-6) удовлетворяет окружность радиуса 2, расположенная в плоскости, перпендикулярной оси x_3. Центр этой окружности лежит на оси x_3 и удален на $+4$ от начала координат. Внутри допустимой области, определяемой неравенством (7-5), имеются два участка указанной окружности (рис. 7-1, *а*), один из которых ограничен точками 0; 2; 4 и 1; $\sqrt{3}$; 4, а другой — точками 0; — 2; 4 и 1; $-\sqrt{3}$; 4.

Применительно к данному случаю $m = 1$; $n = 2$. Уравнения связи (7-6) позволяют рассматривать 2 параметра ($n = 2$) в каче-



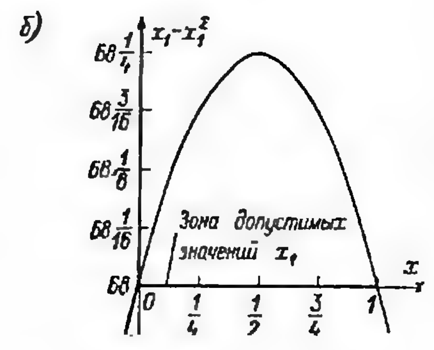


Рис. 7-1. К определению допустимых значений параметров в исходной (*а*) и видоизмененной (*б*) задачах

стве зависимых; тогда число p независимых параметров будет равно 1 ($p = k-n = 3-2 = 1$).

Из равенств (7-6) получаем выражения для зависимых параметров:

$$x_3 = 4;\quad x_2 = \sqrt{4 - x_1^2} \qquad (7\text{-}7)$$

Подставив выражения для x_3 и x_2 в (7-4) и (7-5), формируем видоизмененную задачу, состоящую в минимизации целевой функции

$$F = 68 + x_1 - x_1^2 = \min \qquad (7\text{-}8)$$

при единственном ограничении

$$x_1 - x_1^2 \geqslant 0. \qquad (7\text{-}9)$$

Область допустимых значений x_1 для этого случая представлена на рис. 7-1, *б*.

Видоизмененная задача имеет два решения: $x_1 = 0$ и $x_1 = 1$.

Сделав подстановки в (7-7), получаем для исходной задачи четыре равноценных набора параметров, соответствующих минимуму целевой функции: ($x_1 = 0$; $x_2 = 2$; $x_3 = 4$); ($x_1 = 1$; $x_2 = \sqrt{3}$; $x_3 = 4$); ($x_1 = 0$; $x_2 = -2$; $x_3 = 4$); ($x_1 = 1$; $x_2 = -\sqrt{3}$; $x_3 = 4$). Каждый из этих наборов обеспечивает одно и то же значение функционала F, равное 68.

Заметим, что экстремум, найденный без учета ограничений (7-3), называется безусловным, а экстремум, полученный с учетом этих ограничений,— условным. Следует также различать глобальный и локальный экстремумы.

Применительно к проектированию электрических машин дополнительным условием является требование положительности всех варьируемых параметров совокупности X_k. Кроме того, дискретность некоторых параметров (например, таких, как наружный диаметр статорного пакета D_{a1}, число пазов z_1 и z_2, число обмоточных витков w_1, диаметр провода $d_{пр}$, наконец, геометрические размеры, которые должны выбираться из ряда нормализованных значений) при строгом рассмотрении дает основание отнести задачу проектирования электрических машин к классу задач дискретного программирования. Но аппарат дискретного программирования является значительно более громоздким по сравнению с методами нелинейного программирования, оперирующего непрерывными величинами. Поэтому в практике проектирования оказывается полезным прием, предусматривающий фиксацию в рамках конкретной задачи тех параметров, которые отличаются большой дискретностью (например, таких, как наружный диаметр пакета D_{a1}, допустимые значения которого образуют довольно редкий ряд), и пренебрежением на первом этапе дискретностью других параметров, благодаря чему последние рассматриваются как непрерывные переменные. Конечно, в дальнейшем параметры второй группы подлежат округлению до практически реализуемых значений, однако при этом проектировщик имеет возможность оценить уход от оптимума (реоптимизацию), вызванный округлением.

7-3. Ограничения при проектировании. Целевые функции

Ограничения, налагаемые на параметры проектирования, могут быть разбиты на следующие группы:

а) массогабаритные по наружному диаметру корпуса; по длине корпуса; по объему машины; по массе машины;

б) эксплуатационно-технические — по превышению температуры обмотки над температурой окружающей среды; по скорости нарастания температуры обмотки; по максимальному моменту (перегрузочной способности); по пусковому моменту; по пусковому току; по жесткости механической характеристики; по времени разгона; по уровню шумов и вибраций; по коэффициенту полезного действия; по допустимым напряжениям в деталях, рассчитываемых на прочность;

в) технологические — по ширине зубцов статора и ротора; по минимальным пазовым открытиям; по массе катушки, размерам проводников и т. п.

Некоторые ограничения определены требованиями ГОСТ, другие — конкретными условиями технического задания, третьи (в частности, технологические) — возможностями производства.

Целевые функции задач проектирования могут быть различными в зависимости от назначения машины. Отметим наиболее характерные критерии оптимальности [51—69]:

1. Минимум приведенной стоимости машины (руб/год)

$$П = (p_н + p_а) K + Ct, \tag{7-10}$$

где $p_н$ — нормативный коэффициент эффективности капиталовложений, 1/год; $p_а$ — коэффициент амортизационных отчислений, 1/год; K — сумма расходов на материалы и основных трудовых затрат, руб; C — затраты, обусловленные эксплуатацией машины в течение часа, руб/ч; t — число часов работы машины в течение года, ч/год. Естественно, что при изменении цен на топливо минимум $П$ будет изменяться.

2. Минимум массы G — критерий, часто используемый при разработке транспортных машин.

3. Максимум коэффициента полезного действия или, что то же, минимум потерь Σp — критерий, часто применяемый для машин, работающих от автономных источников питания, а также при трудностях, связанных с охлаждением.

4. Совокупный критерий, отражающий заинтересованность потребителя в снижении различных показателей; например, критерий $G + \beta \Sigma p$, где β — величина, устанавливающая эквивалентность между массой и потерями, кг/Вт.

Выбор целевой функции и ограничений зависит от назначения машины и должен основываться на тщательном анализе условий ее эксплуатации.

7-4. Выбор метода решения задачи проектирования

Остановимся подробнее на отличительных особенностях основных способов проектирования.

А. Синтез машины, подобной изготовленному образцу, основан на положениях, изложенных в [3]. С их помощью проектировщик может производить целенаправленный пересчет, используя в качестве базовой модели уже спроектированную машину. В этом случае разрабатываемая модель отличается от базовой показателями, находящимися под контролем

9 Заказ № 1681

расчетчика, и при достаточной квалификации последнего искомый вариант будет найден с легкостью, недостижимой при использовании других методов. Кроме того, полученное решение отличается большой достоверностью. Единственное условие, которое при этом должно соблюдаться,— наличие хорошей базовой модели, достаточно близкой по своим характеристикам к проектируемой машине.

Б. Синтез, основанный на уравнении Арнольда [5],

$$D_{i1}^2 l_i = \frac{6{,}1P_2}{k_H a k_{об1} n B_\delta A \eta \cos\varphi}, \qquad (7\text{-}11)$$

позволяющем определить объем «ядра» машины $D_{i1}^2 l_i$ путем подстановки в правую часть главных электромагнитных нагрузок ($B_\delta A$) и энергетических показателей (η, $\cos\varphi$), выбранных в результате анализа аналогичных машин, построенных в прошлом. Однако формула (7-11), содержащая несколько неизвестных величин, не обладает разрешающей способностью вне соответствующей системы уравнений, и использование ее в качестве отправного соотношения является вынужденной мерой.

Хотя уравнение Арнольда и сужает границы зоны, в которой следует искать значения $D_{i1}^2 l_i$, величины D_{i1} и l_i в отдельности остаются неизвестными. Эта зона достаточно обширна, особенно в тех случаях, когда диапазоны значений η, $\cos\varphi$ и $k_{об1}$ велики. Для машин небольшой мощности указанные величины лежат в широких интервалах неопределенности. Поэтому при проектировании таких машин разработчику трудно оценить эти величины в начале расчета.

В поисках допустимого решения проектировщик должен испытывать некоторое множество объемов «ядра» машины $D_{i1}^2 l_i$. Если представить процесс проектирования в виде дерева возможностей, то последнее разветвляется уже на первом шаге расчета, поскольку приходится считаться с множеством вариантов $D_{i1}^2 l_i$. На следующем шаге, когда требуется определить главные размеры D_{i1} и l_i в отдельности, каждая из ветвей дерева приводит к новой точке разветвления. Дальнейший расчет машины также не представляет собой последовательности однозначных действий, так как расчетчику приходится много раз интерпретировать полученные ранее промежуточные результаты, прежде чем принимать различные частные решения. И каждый такой случай соответствует новой точке разветвления на дереве поиска. Не имея ориентира в виде опытных данных, расчетчик затрачивает обычно много труда и времени, чтобы получить хотя бы одно допустимое решение. В процессе поиска приходится иногда много раз возвращаться к исходному пункту, причем каждая последующая попытка не обязательно приближает к цели по сравнению с предыдущей.

В практике проектирования применяются также уравнения, в которые включены некоторые условия, вытекающие из требований, предъявленных к проектируемой машине, например постоянство тепловых нагрузок поверхности статора или периметра паза, постоянное относительное индуктивное сопротивление и т. п. [3]. Эти условия снижают неопределенность выбора, но не делают его однозначным.

Тем не менее следует отметить выдающуюся роль, которую выполняло и успешно продолжает выполнять уравнение Арнольда, особенно в практике проектирования крупных и средних машин.

В. Синтез в направлении от электромагнитных нагрузок к размерам [58—63]. Этот метод использует в качестве входных величин электромагнитные нагрузки: A, J, B_δ, B_{z1}, B_{a1}, B_{z2}, B_{a2}. Можно заметить, что указанные величины в хорошо спроектированных машинах лежат в достаточно узких пределах; в какой-то мере эти величины позволяют судить о нормальном состоянии машины. Поэтому использование перечисленных электромагнитных нагрузок в качестве входных величин исключает нежизнеспособный вариант. Кроме указанных нагрузок, входной величиной является также наружный диаметр статорного пакета D_{a1}. Значение D_{a1} часто ограничивается условиями монтажа машины на обслуживаемом механизме. К тому же массовые и габаритные характеристики асинхронной машины, а также ее стоимость зависят в большей мере от наружного диаметра всей машины, чем от диаметра статорной расточки D_{i1}. Поэтому фиксация значения D_{a1}, выбранного из редкого ряда нормализованных значений, представляется оправданной. Алгоритм для реализации данного метода приведен в восьмой главе.

Г. Синтез по заданным характеристикам предусматривает учет таких показателей, как перегрузочная способность, жесткость механической характеристики, пусковой момент, на ранней стадии проектирования. По этой причине сначала определяются допустимые сочетания сопротивлений машины (r_1, r_2', x_k), а затем находится вариант реализации этих сопротивлений из условия обеспечения приемлемых значений электромагнитных нагрузок во всех токо- и магнитопроводящих элементах [64].

Д. Синтез, основанный на сочетании оптимизационной процедуры с поверочным расчетом, предусматривает использование в качестве параметров оптимизации конструктивных размеров проектируемой машины. Понятно, что произвольный набор геометрических размеров, взятый наугад, вряд ли будет соответствовать оптимальному варианту и даже далеко не всегда обеспечит работоспособность машины. Однако в сочетании с оптимизационной процедурой такой поверочный расчет дает возможность в процессе решения задачи переходить от худшего варианта к лучшему и в конечном счете достичь оптимума [65, 66, 69].

Освоение данного подхода сопряжено с некоторыми трудностями [50]: проблемой функционального анализа, включающего в себя тщательное изучение функции цели, ограничений и области поиска; необходимостью выбора начальной точки, расположенной внутри допустимой области или на ее границе; осложнениями, связанными с установлением рационального шага для перехода от одной точки к другой; осложнениями на этапе окончания поиска, характерными для ряда оптимизационных процедур.

Е. Синтез, основанный на сочетании оптимизационной процедуры с синтезом в направлении от электромагнитных нагрузок к размерам, включает в себя два существенных элемента:

1) алгоритм, упомянутый в пункте В, и разработанную в соответствии с этим алгоритмом программу расчета на ЭВМ (входные величины — электромагнитные нагрузки, выходные — геометрические размеры, значения лимитеров и уровень функции цели);

2) реализованную на ЭВМ оптимизационную процедуру, позволяющую обработать информацию, полученную в результате нескольких пробных параллельных расчетов, с помощью указанного выше алгоритма (целью этой обработки является нахождение более узкой зоны варьирования электромагнитных нагрузок на очередном этапе расчета).

В отличие от оптимизационных процедур, работающих в сочетании с элементарным поверочным расчетом (см. п. Д), в данном случае продвижение к оптимуму состоит не в перемещении от одной точки к другой, а в переходе от одной зоны к другой зоне, отличающейся от предыдущей более узким диапазоном варьирования переменных. Благодаря использованию в пробных расчетах рациональных электромагнитных нагрузок процедура оптимизации оказывается свободной от безнадежно плохих (нежизнеспособных) вариантов.

Ж. Синтез, предусматривающий оптимизацию при решении частных задач, должен опираться на такой математический аппарат, в рамки которого решаемая задача вписывается наилучшим образом. Так, например, задача оптимизации пазовой геометрии может быть решена с помощью метода выпуклого программирования [58].

Перечисленные методы проектирования очень разнообразны, выбор того или иного из них для решения конкретной задачи определяется спецификой последней, а также теми возможностями, которыми проектировщик располагает (в том числе и доступностью вычислительной техники, наличием достаточного времени на разработку проекта и т. п.). Не существует универсального метода, который мог бы быть признан самым лучшим и единственно правильным. С уверенностью можно утверждать следующее:

1. Если затраты на поиск оптимального решения превосходят

предполагаемый выигрыш от его реализации, то лучше не искать оптимум, а ограничиться выбором хорошего варианта.

2. Если расчетные зависимости не внушают доверия проектировщику, то ими пользоваться не следует.

3. Нельзя вести проектирование машины, предназначенной к серийному выпуску, исходя из реализации предельных допустимых выходных показателей (лимитеров). Необходимо предусматривать разумный запас, учитывающий неизбежный технологический разброс параметров.

7-5. Методы оптимизации

Как было показано в § 7-2, математическая модель основной задачи нелинейного программирования, охватывающей проектирование электрических машин, может быть представлена в виде

$$\left.\begin{aligned} &F(x_1, x_2, \ldots, x_p) = \min; \\ &G_1(x_1, x_2, \ldots, x_p) \geqslant 0; \\ &G_2(x_1, x_2, \ldots, x_p) \geqslant 0 \ldots \\ \ldots;\ &G_m(x_1, x_2, \ldots, x_p) \geqslant 0; \\ &x_i \geqslant 0; \quad i = 1, 2, \ldots, p. \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}12)$$

Универсального метода решения такой задачи в настоящее время нет. Однако существует ряд хорошо разработанных методов решения оптимальных задач определенной структуры, причем в зависимости от конкретной ситуации предпочтение отдается тому или иному способу оптимизации. Ниже приводится обзор некоторых эффективных методов нахождения экстремума.

Метод полного перебора предусматривает рассмотрение всех заранее намеченных комбинаций значений варьируемых переменных. При этом число возможных значений каждой переменной равно

$$1 + \frac{x_i^{max} - x_i^{min}}{\Delta x_i},$$

где Δx_i — шаг по переменной x_i.

Общее число рассматриваемых вариантов определяется произведением

$$\left(1 + \frac{x_1^{max} - x_1^{min}}{\Delta x_1}\right)\left(1 + \frac{x_2^{max} - x_2^{min}}{\Delta x_2}\right) \ldots \ldots \left(1 + \frac{x_p^{max} - x_p^{min}}{\Delta x_p}\right).$$

Метод полного перебора прост, гарантирует нахождение глобального оптимума с точностью до шага, но имеет существенный недостаток, обусловленный лавинообразным возрастанием числа вариантов при росте числа переменных.

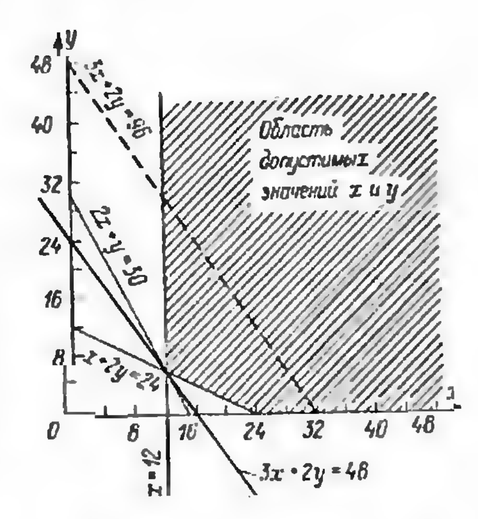
М е т о д М о н т е - К а р л о предусматривает формирование наборов исходных данных посредством генерации случайных чисел из заранее заданной области варьирования. Для повышения эффективности применяется поэтапное сужение области поиска. Причем выявленный на одном этапе наилучший вариант варьируемых величин принимается в качестве центра новой области поиска на следующем этапе.

С л у ч а й н ы й п о и с к с с а м о о б у ч е н и е м предусматривает формирование испытуемых наборов случайным образом, однако по мере продвижения поиска оценивается эффективность предшествующих шагов и при очередном шаге искусственно увеличивается вероятность продвижения в том направлении, которое предполагается наиболее эффективным. Например, алгоритм случайного поиска, описанный в [65], включает в себя испытание случайных наборов до тех пор, пока не будет найден вариант, принадлежащий допустимой области. Этот вариант образует начальную точку, из которой совершаются пробные перемещения. Если в результате некоторого, заранее установленного числа пробных попыток удается отыскать в допустимой области лучшую точку, то последняя становится отправным центром для следующей серии пробных перемещений. В противном случае шаг уменьшается и поиск новой точки продолжается в окрестностях прежнего центра. По мере накопления информации ЭВМ вырабатывает предпочтительное направление. С этой целью машина запоминает определенное число последних точек с соответствующими значениями целевой функции и формирует вектор предпочтительного перемещения, который вместе с вырабатываемым в машине случайным вектором определяет направление очередного пробного перемещения. В том случае, когда лучшую точку удается отыскать, не исчерпав установленного числа пробных попыток, шаг для последующих попыток увеличивается.

Л и н е й н о е п р о г р а м м и р о в а н и е — простое и хорошо разработанное средство решения задач оптимизации — применяется в случаях, когда целевая функция и все ограничения являются линейными (задача линейного программирования является частным случаем общей задачи нелинейного программирования). Реализация метода на ЭВМ не требует никакой иной подготовки, кроме ввода ограничений и коэффициентов при переменных, а переменные, участвующие в задаче, могут исчисляться сотнями. Решение простейших задач допускает удобную геометрическую интерпретацию.

Пример 7-2. Требуется минимизировать функцию $F = 3x + 2y$ при ограничениях $x + 2y \geqslant 24$; $2x + y \geqslant 30$; $x \geqslant 12$ (все пере-

Рис. 7-2. Геометрическая интерпретация задачи линейного программирования



менные неотрицательны). Решение может быть получено графически в системе координат x, y (рис. 7-2). В связи с требованием неотрицательности переменных все точки, которые соответствуют допустимым решениям, должны располагаться выше оси x и правее оси y. Ограничению $x + 2y \geqslant 24$ удовлетворяют точки, расположенные справа от прямой $x + 2y = 24$. Аналогично остальным ограничениям удовлетворяют точки, расположенные справа от прямых $2x + y = 30$ и $x = 12$. Область допустимых решений, удовлетворяющих одновременно всем ограничениям, заштрихована на рисунке. При любом фиксированном значении целевой функции $F = 3x + 2y$ ее можно изобразить прямой линией. Придавая F произвольные значения, получим семейство параллельных прямых, но только те из них соответствуют допустимым решениям, которые пересекают заштрихованную область. Минимальное значение F соответствует прямой, которая ближе всех располагается к началу координат. Эта линия проходит через точку с координатами $x = 12$, $y = 6$, и ей соответствует значение F, равное 48 (F_{min}).

Для функции трех переменных геометрическая интерпретация приводит к многограннику допустимых решений в системе координат X, Y, Z. Все грани этого многогранника расположены в плоскостях, которые соответствуют ограничениям, если в последних заменить знак неравенства знаком равенства. При любом фиксированном значении целевой функции F ее можно представить плоскостью, подобно тому как функция двух переменных представляется прямой. Ряду произвольных значений F соответствует семейство параллельных плоскостей. Экстремальному значению функции соответствует плоскость, проходящая через вершину многогранника решений.

Аналогично для функции четырех и более переменных область допустимых решений представляется многогранником в многомерном пространстве. При различных фиксированных значениях функции F ее можно представить семейством параллельных гиперплоскостей. И в этом случае экстремальное значение функции соответствует гиперплоскости, проходящей через вершину многогранника.

Метод линейного программирования является одним из наиболее удобных и приспособленных для реализации на ЭВМ. Однако ввиду нелинейного характера зависимостей между величинами, участвующими в проектировании электрической машины, использование этого метода требует специально разработанной расчетной методики, позволяющей вести проектирование в направлении от электромагнитных нагрузок к размерам. Интервалы варьирования электромагнитных нагрузок достаточно узки, и это обстоятельство оправдывает использование аппарата линейного программирования в качестве средства оптимизации, поскольку из-за узости области варьирования усиливается достоверность аппроксимации целевой функции и функций-лимитеров линейными зависимостями. Кроме того, в отличие от оптимизационных процедур, работающих в сочетании с элементарным поверочным расчетом, в данном случае продвижение к оптимуму состоит не в перемещении от одной точки к другой, а в переходе от одной зоны варьирования к другой зоне, отличающейся от первой новым центром и новым (более узким) диапазоном изменения каждой переменной.

Рассмотрим способ, основанный на вспомогательных переменных, каждая из которых соответствует одной электромагнитной нагрузке. Пусть варьированию подвергаются три переменных: X, Y, Z. Нижние значения указанных величин обозначим X^-, Y^-, Z^-, верхние — X^+, Y^+, Z^+. Поставим каждой переменной в соответствие знак «—», если она занимает нижний уровень, и «+», если она занимает верхний уровень.

Пусть будет выполнено четыре расчета (табл. 7-1) для следующих сочетаний величин X, Y, Z:

$$X^-,\ Y^-,\ Z^-;\quad X^+,\ Y^-,\ Z^-;\quad X^-,\ Y^+,\ Z^-;\quad X^-,\ Y^-,\ Z^+.$$

Для каждого из четырех наборов варьируемых переменных определяются значения лимитеров L_a и L_b, а также функции цели Ф. Каждой из трех переменных X, Y, Z в табл. 7-1 поставлена в соответствие своя вспомогательная переменная: u_1 для X, u_2 для Y, u_3 для Z. Графически область варьирования величин X, Y, Z представлена кубом, изображенным на рис. 7-3. В соответствии с дан-

Таблица 7-1. **К задаче линейного программирования с использованием данных расчета для четырех точек**

Номер расчета	Сочетание переменных			Результаты расчетов			Вспомогательные переменные
	X	Y	Z	Ф	L_a	L_b	
0	—	—	—	10	1	2	—
1	+	—	—	12	2	1	u_1
2	—	+	—	8	4	6	u_2
3	—	—	+	6	8	5	u_3

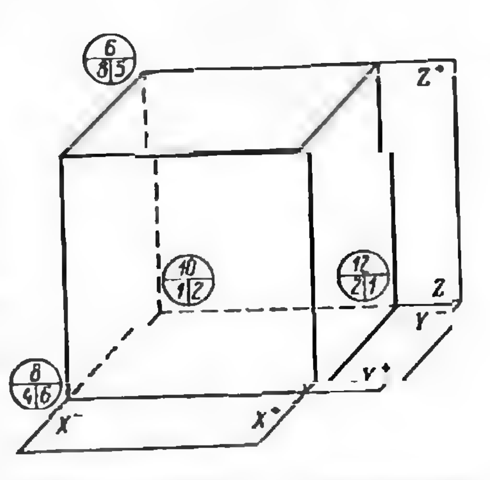


Рис. 7-3. Модель задачи линейного программирования для четырех точек

ными табл. 7-1 четыре вершины этого куба характеризуются помещенным в кружок конкретным значением функционала Ф (в числителе) и лимитеров L_a и L_b (в знаменателе).

Если сделать допущение о линейном изменении величин Ф, L_a, L_b при варьировании входных переменных X, Y, Z, то окажется возможным построить модель задачи линейного программирования из условия минимизации целевой функции Ф при наложении ограничений на значения L_a и L_b. Пусть, например, требуется обеспечить минимум Ф при ограничениях $L_a \leqslant 5$ и $L_b \leqslant 8$. Тогда модель задачи линейного программирования примет вид

$$Ф = 10 + (12-10)\,u_1 + (8-10)\,u_2 + (6-10)\,u_3 =$$
$$= 10 + 2u_1 - 2u_2 - 4u_3 = \min;$$
$$L_a = 1 + (2-1)\,u_1 + (4-1)\,u_2 + (8-1)\,u_3 =$$
$$= 1 + u_1 + 3u_2 + 7u_3 \leqslant 5;$$
$$L_b = 2 + (1-2)\,u_1 + (6-2)\,u_2 + (5-2)\,u_3 =$$
$$= 2 - u_1 + 4u_2 + 3u_3 \leqslant 8;$$
$$u_1 \leqslant 1;\quad u_2 \leqslant 1;\quad u_3 \leqslant 1.$$

В результате решения задачи линейного программирования получаются значения вспомогательных переменных $u_1^* = 0$; $u_2^* = 1$; $u_3^* = 0{,}14286$, которые обеспечивают значение целевой функции $Ф^* = 7{,}42857$. Величины X^*, Y^*, Z^*, соответствующие предполагаемому оптимуму, находятся из соотношений:

$$X^* = X^- + (X^+ - X^-)\,u_1^*;\quad Y^* = Y^- + (Y^+ - Y^-)\,u_2^*;$$
$$Z^* = Z^- + (Z^+ - Z^-)\,u_3^*.$$

Найденные значения X^*, Y^*, Z^* образуют центр новой (более узкой) зоны поиска на очередном этапе.

Недостатком приведенной схемы решения является то обстоятельство, что в зоне поиска (см. рис. 7-3) достоверную информацию о функционале и лимитерах дают лишь четыре из восьми вершин куба.

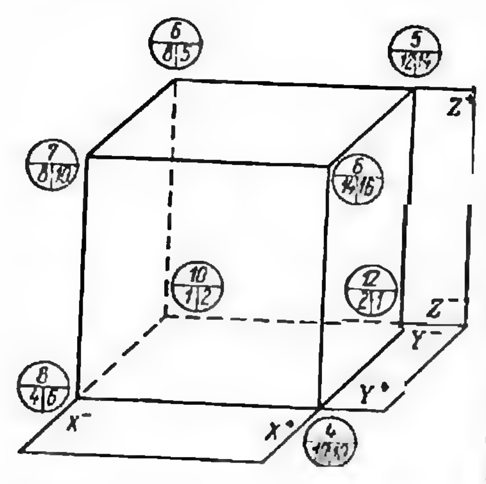


Рис. 7-4. Модель задачи линейного программирования для восьми точек

Для устранения этого недостатка можно рекомендовать способ, основанный на вспомогательных переменных, каждая из которых соответствует одному конкретному сочетанию электромагнитных нагрузок. С целью повышения информационной насыщенности рассматриваемой задачи несколько изменяется подход к формированию исходных данных: делаются пробные расчеты всех возможных сочетаний предельных значений варьируемых переменных X, Y, Z. Общее число таких сочетаний равно 8 ($8 = 2^3$):

$$X^-,\ Y^-,\ Z^-;\quad X^+,\ Y^-,\ Z^-;\quad X^-,\ Y^+,\ Z^-;\quad X^+,\ Y^+,\ Z^-;$$
$$X^-,\ Y^-,\ Z^+;\quad X^+,\ Y^-,\ Z^+;\quad X^-,\ Y^+,\ Z^+;\quad X^+,\ Y^+,\ Z^+.$$

Для каждого из восьми сочетаний выполняется соответствующий пробный расчет и находятся значения функционала Φ и лимитеров L_a и L_b, приведенные в табл. 7-2. Графически область варьирования переменных X, Y, Z представляется кубом (рис7-4), всем вершинам которого соответствуют конкретные значения функционала (вислителе) и лимитеров (в знаменателе). Совокупность указанных вершин образует комплекс исходных данных для формирования оптимизационной задачи.

Таблица 7-2. К задаче линейного программирования с использованием данных расчета для восьми точек

Номер расчета	Сочетание переменных			Результаты расчетов			Вспомогательные переменные
	X	Y	Z	Φ	L_a	L_b	
1	—	—	—	10	1	2	v_1
2	+	—	—	12	2	1	v_2
3	—	+	—	8	4	6	v_3
4	+	+	—	4	10	10	v_4
5	—	—	+	6	8	5	v_5
6	+	—	+	5	12	14	v_6
7	—	+	+	7	8	10	v_7
8	+	+	+	6	14	16	v_8

В табл. 7-2 каждому набору исходных данных поставлена в соответствие своя вспомогательная переменная: v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6, v_7, v_8. Свяжем вспомогательные переменные условием

$$v_1 + v_2 + v_3 + v_4 + v_5 + v_6 + v_7 + v_8 = 1, \qquad (7\text{-}13)$$

а целевую функцию и ограничения выразим посредством соотношений

$$\Phi = 10v_1 + 12v_2 + 8v_3 + 4v_4 + 6v_5 + 5v_6 + 7v_7 + 6v_8 = \min; \qquad (7\text{-}14)$$

$$L_a = 1v_1 + 2v_2 + 4v_3 + 10v_4 + 8v_5 + 12v_6 + 8v_7 + 14v_8 \leqslant 5; \qquad (7\text{-}15)$$

$$L_b = 2v_1 + 1v_2 + 6v_3 + 10v_4 + 5v_5 + 14v_6 + 10v_7 + 16v_8 \leqslant 8. \qquad (7\text{-}16)$$

Таким образом, сформирована модель задачи линейного программирования, состоящей в нахождении неотрицательных значений вспомогательных переменных v_1^*, v_2^*, v_3^*, v_4^*, v_5^*, v_6^*, v_7^*, v_8^*, которые обращают в минимум функционал (7-14) и обеспечивают выполнение ограничений (7-13), (7-15) и (7-16).

Значения X^*, Y^*, Z^*, соответствующие предполагаемому оптимуму и образующие центр новой, суженной, зоны на следующем этапе, можно определить из выражений, полученных с помощью табл. 7-2:

$$X^* = X^- + (X^+ - X^-)(v_2^* + v_4^* + v_6^* + v_8^*);$$
$$Y^* = Y^- + (Y^+ - Y^-)(v_3^* + v_4^* + v_7^* + v_8^*); \qquad (7\text{-}17)$$
$$Z^* = Z^- + (Z^+ - Z^-)(v_5^* + v_6^* + v_7^* + v_8^*).$$

Легко заметить, что выражение для X^* содержит такие вспомогательные переменные, которые оказались в табл. 7-2 на уровне знаков «+» из столбца X. Аналогичные выводы можно сделать применительно к выражениям для Y^*, Z^*. Следует обратить внимание на то обстоятельство, что, полагая в (7-17) одну из вспомогательных переменных равной 1, а все остальные считая равными нулю, можно получить координаты каждой из восьми вершин куба на рис. 7-4.

Сопоставляя описываемую задачу с моделью, приведенной ранее, нетрудно увидеть, что в одном случае используется информация о значении функционала и лимитеров в восьми точках, а в другом — в четырех. Следовательно, математическая модель, использующая переменные v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6, v_7, v_8, отличается существенно большей полнотой описания, чем модель, использующая u_1, u_2, u_3. Уместно подчеркнуть еще одно отличие: в модели, построенной на основании данных табл. 7-1, одна вспомогательная переменная u_i соответствует только одной варьируемой величине; в модели же, основанной на данных табл. 7-2, каждому набору варьируемых величин соответствует своя вспомогательная переменная v_i. Заметим, что если бы табл. 7-2 не содержала 8-го расчетного варианта, то область варьирования представлялась бы фигу-

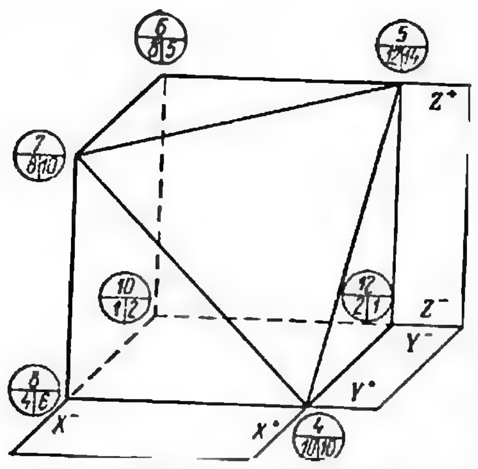


Рис. 7-5. Изменение области варьирования переменных при отбрасывании одной точки

рой, показанной на рис. 7-5. При этом модель задачи не будет содержать членов со вспомогательной переменной v_4.

Обобщая изложенное на случай пяти варьируемых электромагнитных нагрузок, кодируемых для удобства как X, Y, Z, S, T, можно составить табл. 7-3, в которой даны символические представления функционала Φ и лимитера L (из соображений простоты рассматривается только один лимитер) для каждой вершины комплекса, образованного различными наборами предельных значений нагрузок. Число вершин комплекса N равно 32 ($2^5 = 32$). Поставив каждому рассматриваемому сочетанию исходных величин в соответствие вспомогательную переменную v_l, можно сформировать задачу линейного программирования.

Прием искусственной линеаризации зависимостей между электромагнитными нагрузками и выходными величинами оправдывается следующими соображениями: во-первых, диапазоны рациональных изменений электромагнитных нагрузок сравнительно узки; во-вторых, процедура решения предусматривает поэтапное сужение зоны поиска; следовательно, неточность решения, обусловленного искусственной линеаризацией, не является окончательной; в-третьих, благодаря использованию большого числа базовых наборов математическая модель задачи описывается достаточно полно, что увеличивает достоверность получаемого решения.

Отметим, что даже весьма неблагоприятное сочетание электромагнитных нагрузок существенно влияет на результат решения задачи линейного программирования, поскольку вспомогательная переменная v_l, соответствующая этому сочетанию (набору), будет входить с большими коэффициентами в соотношения для Φ и L (или в оба соотношения сразу): такой набор потому и является неблагоприятным, что приводит к большому значению целевой функции Φ или к чрезмерно высокому значению лимитера L. Однако вследствие высоких коэффициентов при вспомогательной переменной v_l, соответствующей такому неблагоприятному набору, точка предполагаемого оптимума (X^*, Y^*, Z^*, S^*, T^*) окажется достаточно далекой от «плохой» вершины комплекса. Напомним, что если бы информация, содержащаяся в табл. 7-3, обрабатывалась не с помощью аппарата линейного программирования, а посредст-

Таблица 7-3. К задаче для пяти переменных

Номер расчета	Сочетание переменных					Результаты расчетов		Вспомогательные переменные
	X	Y	Z	S	T	Φ	L	
1	—	—	—	—	—	Φ_1	L_1	v_1
2	+	—	—	—	—	Φ_2	L_2	v_2
3	—	+	—	—	—	Φ_3	L_3	v_3
4	+	+	—	—	—	Φ_4	L_4	v_4
5	—	—	+	—	—	Φ_5	L_5	v_5
6	+	—	+	—	—	Φ_6	L_6	v_6
7	—	+	+	—	—	Φ_7	L_7	v_7
8	+	+	+	—	—	Φ_8	L_8	v_8
9	—	—	—	+	—	Φ_9	L_9	v_9
10	+	—	—	+	—	Φ_{10}	L_{10}	v_{10}
11	—	+	—	+	—	Φ_{11}	L_{11}	v_{11}
12	+	+	—	+	—	Φ_{12}	L_{12}	v_{12}
13	—	—	+	+	—	Φ_{13}	L_{13}	v_{13}
14	+	—	+	+	—	Φ_{14}	L_{14}	v_{14}
15	—	+	+	+	—	Φ_{15}	L_{15}	v_{15}
16	+	+	+	+	—	Φ_{16}	L_{16}	v_{16}
17	—	—	—	—	+	Φ_{17}	L_{17}	v_{17}
18	+	—	—	—	+	Φ_{18}	L_{18}	v_{18}
19	—	+	—	—	+	Φ_{19}	L_{19}	v_{19}
20	+	+	—	—	+	Φ_{20}	L_{20}	v_{20}
21	—	—	+	—	+	Φ_{21}	L_{21}	v_{21}
22	+	—	+	—	+	Φ_{22}	L_{22}	v_{22}
23	—	+	+	—	+	Φ_{23}	L_{23}	v_{23}
24	+	+	+	—	+	Φ_{24}	L_{24}	v_{24}
25	—	—	—	+	+	Φ_{25}	L_{25}	v_{25}
26	+	—	—	+	+	Φ_{26}	L_{26}	v_{26}
27	—	+	—	+	+	Φ_{27}	L_{27}	v_{27}
28	+	+	—	+	+	Φ_{28}	L_{28}	v_{28}
29	—	—	+	+	+	Φ_{29}	L_{29}	v_{29}
30	+	—	+	+	+	Φ_{30}	L_{30}	v_{30}
31	—	+	+	+	+	Φ_{31}	L_{31}	v_{31}
32	+	+	+	+	+	Φ_{32}	L_{32}	v_{32}

вом простого перебора вариантов, то упомянутый неблагоприятный вариант был бы просто отброшен, точно так же, как и более благоприятный (но не наилучший) вариант. В нашей модели, однако, степень неблагоприятности того или иного набора (варианта) количественно характеризуется коэффициентами при соответствующих вспомогательных переменных в выражениях для Φ и L.

Выпуклое программирование. Если заранее известно, что минимизирующая функция является вогнутой (выпуклой книзу), а область изменения переменных представляет собой ограниченное выпуклое множество, то имеет место частный случай задачи нелинейного программирования — так называемая задача выпуклого программирования. Особенностью последней является возможность ее решения с помощью аппарата линейного

программирования. В [3 и 58] описан метод выпуклого программирования применительно к частной задаче оптимизации пазовой геометрии асинхронных машин.

Динамическое программирование. Этот метод представляет собой многошаговый процесс принятия решения. На каждом шаге из множества допустимых решений выбирается такое, которое является оптимальным с точки зрения конечной цели. Многошаговое представление позволяет заменить решение сложной задачи многократным решением относительно простой задачи. Идея метода изложена в [51] на примере.

Дискретное программирование. В задачах целочисленного программирования надо определить экстремум функции таких переменных, которые должны удовлетворять требованию дискретности и одновременно неотрицательности. Тривиальным решением является округление результатов, полученных другими способами оптимизации без учета требований дискретности, до ближайших допустимых дискретных значений. Однако если ряд дискретных значений разрежен, то такое округление становится недопустимым. Наибольший интерес представляет класс целочисленных задач, в которых переменные принимают значения 1 или 0.

Алгоритмы, обеспечивающие целочисленные решения, описываются в специальной литературе [71]. Однако до настоящего времени не разработан алгоритм, обеспечивающий эффективное решение задач достаточно большого объема. Модели задач дискретного программирования применительно к проектированию электрических машин даны в [72 и 73].

Метод факторного анализа. Этот метод предусматривает аппроксимацию целевой функции и выражений для лимитеров полиномиальными зависимостями вида

$$f(x_1, \ldots, x_k) = b_0 + \sum_{i=1}^{k} b_i x_i + \sum_{j<i}^{k} b_{ij} x_i x_j + \sum_{i=1}^{k} b_{ii} x_i^2 + \ldots \quad (7\text{-}18)$$

Такие зависимости называют функциями отклика или поверхностями отклика, а переменные $x_1, x_2, \ldots, x_k$ — факторами, анализ которых производится в k-мерном факторном пространстве. Исходная информация для построения функций отклика образуется в результате различных сочетаний варьируемых величин (факторов), каждая из которых занимает один из трех уровней: нижний, верхний или средний (базовый).

Коэффициенты, входящие в функцию отклика, носят название коэффициентов регрессии. Для упрощения анализа часть членов исключается из уравнения регрессии, однако при этом остающиеся члены должны обеспечивать необходимую точность аппроксимации. Полученные таким образом полиномы используются в алгоритмах оптимизации [67, 68].

Метод штрафных функций позволяет преобразовать задачу нелинейного программирования, содержащую ограничения, в эквивалентную задачу без ограничений. Для того чтобы оправдать такое преобразование, целевая функция дополняется «штрафами», увеличивающимися по мере ухода из допустимой области. Есть разновидность метода, в которой штрафы начинают действовать еще до выхода за пределы допустимой области, по мере приближения к границам последней (метод Эрроу—Гурвица).

Комплексный поиск. В последнее время получила широкое распространение группа эффективных методов оптимизации [70, 74, 76], существенной особенностью которых является принцип формирования по определенному правилу первоначального набора точек n-мерного пространства с последующим поэтапным выявлением «наихудшей» точки набора и заменой ее на лучшую. Процедура нахождения наихудшей точки и замены ее повторяется многократно, благодаря чему в конечном итоге точки набора группируются в зоне оптимума и область, ограниченная этими точками, сужается настолько, что все варианты, попадающие в эту область, становятся практически равноценными.

Первоначальной работой в этом направлении была статья Спендли, Хекста и Химсворта [74], в которой описывался метод безусловной оптимизации, предусматривающий формирование новой вершины путем отображения наихудшей вершины набора относительно центра тяжести остальных его вершин. Впоследствии Нелдер и Мид улучшили данный метод, введя дополнительные пробные шаги вдоль прямой, проходящей через наихудшую (отбрасываемую) точку набора и центр тяжести остальных вершин.

В случае поиска минимума в задачах с ограничениями Нелдер и Мид предложили добавлять к значению целевой функции в недопустимых точках большое положительное число с тем, чтобы такая точка не оставалась в наборе.

М. Бокс [70] усовершенствовал этот метод, предложив формировать набор (начальный комплекс) из $n + 1$ вершин для n-мерного пространства (рис. 7-6). При этом $2n$ точек располагаются на границах первоначальной зоны, а одна точка — в центре этой зоны. С целью формирования начального набора для каждой из переменных устанавливаются три уровня: средний, верхний, нижний. Всевозможные комбинации верхних и нижних уровней обеспечивают получение $2n$ начальных точек, а сочетание средних уровней дает центральную точку начального комплекса. При поиске новой вершины комплекса Бокс рекомендует первоначально испытывать улучшенную точку, используя коэффициент отображения, равный 1,3 (а не 1, как у Спендли, Хекста и Химсворта). В случае неудачной попытки коэффициент отображения делится пополам и поиск продолжается.

Учитывая перспективность комплекс-метода, мы приведем ФОРТРАН-программу COMPLEX, опробованную нами на ЭВМ

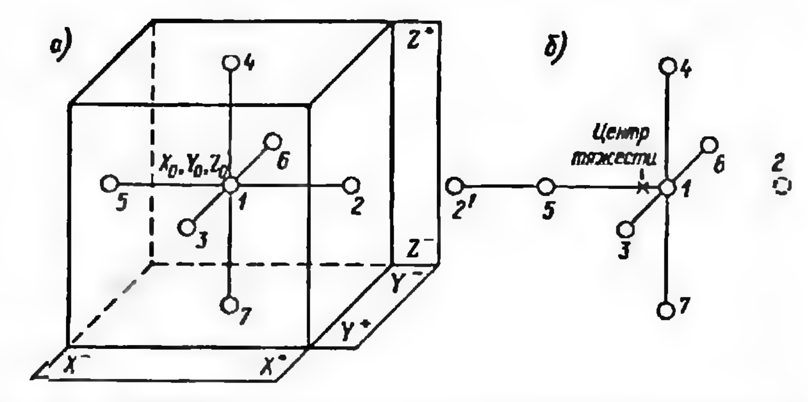


Рис. 7-6. К формированию комплекса: *а* — начальное формирование; *б* — второй шаг

СМ-3 и СМ-4. Эта программа реализует оптимизационную процедуру для семи переменных: *X, Y, Z, S, T, U, V*. Для каждой переменной вначале задаются три исходных значения: среднее, верхнее, нижнее (в приводимом ниже примере эти значения составляют: 2; 2,5; 1,5). В результате 15 пробных расчетов ($N = 7 \times 2 + 1 = 15$) программа формирует исходный комплекс, приведенный в табл. 7-4 (символ 0 указывает на средний уровень переменной, «+» — на ее верхний уровень, а «—» — на нижний).

Программа COMPLEX является универсальной: она предназначена для минимизации любой функции (*F*) семи переменных,

Таблица 7-4. **Формирование исходного комплекса**

Номер расчета	Сочетание переменных							Значение целевой функции
	X	*Y*	*Z*	*S*	*T*	*U*	*V*	
1	0	0	0	0	0	0	0	F_1
2	+	0	0	0	0	0	0	F_2
3	0	+	0	0	0	0	0	F_3
4	0	0	+	0	0	0	0	F_4
5	0	0	0	+	0	0	0	F_5
6	0	0	0	0	+	0	0	F_6
7	0	0	0	0	0	+	0	F_7
8	0	0	0	0	0	0	+	F_8
9	—	0	0	0	0	0	0	F_9
10	0	—	0	0	0	0	0	F_{10}
11	0	0	—	0	0	0	0	F_{11}
12	0	0	0	—	0	0	0	F_{12}
13	0	0	0	0	—	0	0	F_{13}
14	0	0	0	0	0	—	0	F_{14}
15	0	0	0	0	0	0	—	F_{15}

Программа COMPLEX для определения экстремума целевой функции комплекс-методом

```
      PROGRAM COMPLEX
      REAL MAX,MIN,MAXOST
      DIMENSION AX(3),AY(3),AZ(3),AS(3),AT(3),AU(3),AV(3),AN(105),
     * EX(15),EY(15),EZ(15),ES(15),ET(15),EU(15),EV(15),EF(15)
      INTEGER MA,MI,AN
      COMMON F
      DATA AX/2.,2.5,1.5/
      DATA AY/2.,2.5,1.5/
      DATA AZ/2.,2.5,1.5/
      DATA AS/2.,2.5,1.5/
      DATA AT/2.,2.5,1.5/
      DATA AU/2.,2.5,1.5/
      DATA AV/2.,2.5,1.5/
      DATA AN/7*1,2,7*1,2,7*1,2,7*1,2,7*1,2,7*1,2,7*1,2,
     * 3,7*1,3,7*1,3,7*1,3,7*1,3,7*1,3,7*1,3/
      DIF=.00001
      PRINT *,'     РАСЧЕТ ПО ПРОГРАММЕ "COMPLEX"'
      PRINT *,'*********** ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ: DIF=',DIF
      PRINT *,'AX(1)=',AX(1),'AX(2)=',AX(2),'AX(3)=',AX(3)
      PRINT *,'AY(1)=',AY(1),'AY(2)=',AY(2),'AY(3)=',AY(3)
      PRINT *,'AZ(1)=',AZ(1),'AZ(2)=',AZ(2),'AZ(3)=',AZ(3)
      PRINT *,'AS(1)=',AS(1),'AS(2)=',AS(2),'AS(3)=',AS(3)
      PRINT *,'AT(1)=',AT(1),'AT(2)=',AT(2),'AT(3)=',AT(3)
      PRINT *,'AU(1)=',AU(1),'AU(2)=',AU(2),'AU(3)=',AU(3)
      PRINT *,'AV(1)=',AV(1),'AV(2)=',AV(2),'AV(3)=',AV(3)
      PRINT *,'*********** РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА:'
      DO 5 J=1,15
      I=J*7
      V=AV(AN(I))
      U=AU(AN(I-1))
      T=AT(AN(I-2))
      S=AS(AN(I-3))
      Z=AZ(AN(I-4))
      Y=AY(AN(I-5))
      X=AX(AN(I-6))
      CALL FRUL(X,Y,Z,S,T,U,V)
      EX(J)=X
      EY(J)=Y
      EZ(J)=Z
      ES(J)=S
      ET(J)=T
      EU(J)=U
      EV(J)=V
 5    EF(J)=F
      MA=1
      MI=1
      MAX=EF(1)
      MIN=EF(1)
      DO 20 K=2,15
      IF (MAX.GE.EF(K)) GO TO 15
      MAX=EF(K)
      MA=K
      GO TO 20
 15   IF (MIN.LT.EF(K)) GO TO 20
      MIN=EF(K)
      MI=K
 20   CONTINUE
      IF ((MAX-MIN)-DIF) 30,30,30
 30   PRINT 31
 31   FORMAT (... 1H ,1H ,1HX,1H ,1HZ,1H ,1HS,
     * 1H ,1HT,1H ,1H ,1H ,1H ,1H ,1HF)
```

```
      DO 65 I=1,15
      PRINT 63, BX(I),BY(I),BZ(I),BS(I),BT(I),BU(I),BV(I),BF(I)
63    FORMAT (1X,8F10.4,1X)
65    CONTINUE
      STOP
70    GX=BX(MA)
      GY=BY(MA)
      GZ=BZ(MA)
      GS=BS(MA)
      GT=BT(MA)
      GU=BU(MA)
      GV=BV(MA)
      HX=BX(MI)
      HY=BY(MI)
      HZ=BZ(MI)
      HS=BS(MI)
      HT=BT(MI)
      HU=BU(MI)
      HV=BV(MI)
      BX(MA)=0
      BY(MA)=0
      BZ(MA)=0
      BS(MA)=0
      BT(MA)=0
      BU(MA)=0
      BV(MA)=0
      BF(MA)=0
      MAXOST=BF(1)
      DO 80 K=2,15
      IF (MAXOST.GE.BF(K)) GO TO 80
      MAXOST=BF(K)
80    CONTINUE
      CX=(BX(1)+BX(2)+BX(3)+BX(4)+BX(5)+BX(6)+BX(7)+
    • BX(8)+BX(9)+BX(10)+BX(11)+BX(12)+BX(13)+BX(14)+BX(15))/14
      CY=(BY(1)+BY(2)+BY(3)+BY(4)+BY(5)+BY(6)+BY(7)+
    • BY(8)+BY(9)+BY(10)+BY(11)+BY(12)+BY(13)+BY(14)+BY(15))/14
      CZ=(BZ(1)+BZ(2)+BZ(3)+BZ(4)+BZ(5)+BZ(6)+BZ(7)+
    • BZ(8)+BZ(9)+BZ(10)+BZ(11)+BZ(12)+BZ(13)+BZ(14)+BZ(15))/14
      CS=(BS(1)+BS(2)+BS(3)+BS(4)+BS(5)+BS(6)+BS(7)+
    • BS(8)+BS(9)+BS(10)+BS(11)+BS(12)+BS(13)+BS(14)+BS(15))/14
      CT=(BT(1)+BT(2)+BT(3)+BT(4)+BT(5)+BT(6)+BT(7)+
    • BT(9)+BT(9)+BT(10)+BT(11)+BT(12)+BT(13)+BT(14)+BT(15))/14
      CU=(BU(1)+BU(2)+BU(3)+BU(4)+BU(5)+BU(6)+BU(7)+
    • BU(8)+BU(9)+BU(10)+BU(11)+BU(12)+BU(13)+BU(14)+BU(15))/14
      CV=(BV(1)+BV(2)+BV(3)+BV(4)+BV(5)+BV(6)+BV(7)+
    • BV(8)+BV(9)+BV(10)+BV(11)+BV(12)+BV(13)+BV(14)+BV(15))/14
      EL=0
      EM=1.3
63    X=CX*(1+EM)-EM*GX
      Y=CY*(1+EM)-EM*GY
      Z=CZ*(1+EM)-EM*GZ
      S=CS*(1+EM)-EM*GS
      T=CT*(1+EM)-EM*GT
      U=CU*(1+EM)-EM*GU
      V=CV*(1+EM)-EM*GV
      CALL PROC(X,Y,Z,S,T,U,V)
      IF (F.GE.MAXOST) GO TO 90
65    BX(MA)=X
      BY(MA)=Y
      BZ(MA)=Z
      BS(MA)=S
      BT(MA)=T
      BU(MA)=U
      BV(MA)=V
      BF(MA)=F
      GO TO 6
90    EL=EL+1
      IF (EL.LT.5) GO TO 100
```



```
      X=(HX+CX)/2
      Y=(HY+CY)/2
      Z=(HZ+CZ)/2
      S=(HS+CS)/2
      T=(HT+CT)/2
      U=(HU+CU)/2
      V=(HV+CV)/2
      CALL PROC(X,Y,Z,S,T,U,V)
      GO TO 95
100   EM=EM/2
      GO TO 63
      END

      SUBROUTINE PROC(X,Y,Z,S,T,U,V)
      COMMON F
      F=X**2+Y**2+Z**2+S**2+T**2+U**2+V**2
      RETURN
      END

      SUBROUTINE PROC(X,Y,Z,S,T,U,V)
      COMMON F
      IF (Y.LE.1) GO TO 110
      F=X**2+Y**2+Z**2+S**2+T**2+U**2+V**2
      RETURN
110   F=1E+5
      RETURN
      END

      SUBROUTINE PROC(X,Y,Z,S,T,U,V)
      COMMON F
      IF (((X+.5)**2+(Y+1)**2+(Z+1.5)**2+
    • (S+2)**2+(T+2.5)**2+(U+3)**2+(V+3.5)**2).LE.100) GO TO 110
      F=X**2+Y**2+Z**2+S**2+T**2+U**2+V**2
      RETURN
110   F=1E+5
      RETURN
      END
```

значение которой определяется посредством подпрограммы PROC (X, Y, Z, S, T, U, V). Для простоты в рамках нашего примера эта подпрограмма использует функцию

$$F = X^2 + Y^2 + Z^2 + S^2 + T^2 + U^2 + V^2 \qquad (7\text{-}19)$$

Очевидно, что оптимальной точкой в этом случае будет начало координат. Поэтому такую функцию удобно использовать при расчете контрольного варианта.

Приведем краткое описание программы COMPLEX, блок-схема которой дана на рис. 7-7. Каждый из массивов AX, AY, AZ, AS, AT, AU, AV содержит по 3 начальных значения варьируемой переменной: первое значение — центральное, второе — верхнее, третье — нижнее. Массив AN содержит 105 элементов, отождествляемых с компонентами табл. 7-4 при их построчном считывании. Эти компоненты принимают значение 1, когда они соответствуют центральному уровню, 2 — верхнему, 3 — нижнему.

Пятнадцатиэлементные массивы BX, BY, BZ, BS, BT, BU, BV, BF предназначены для хранения информации о текущем со-

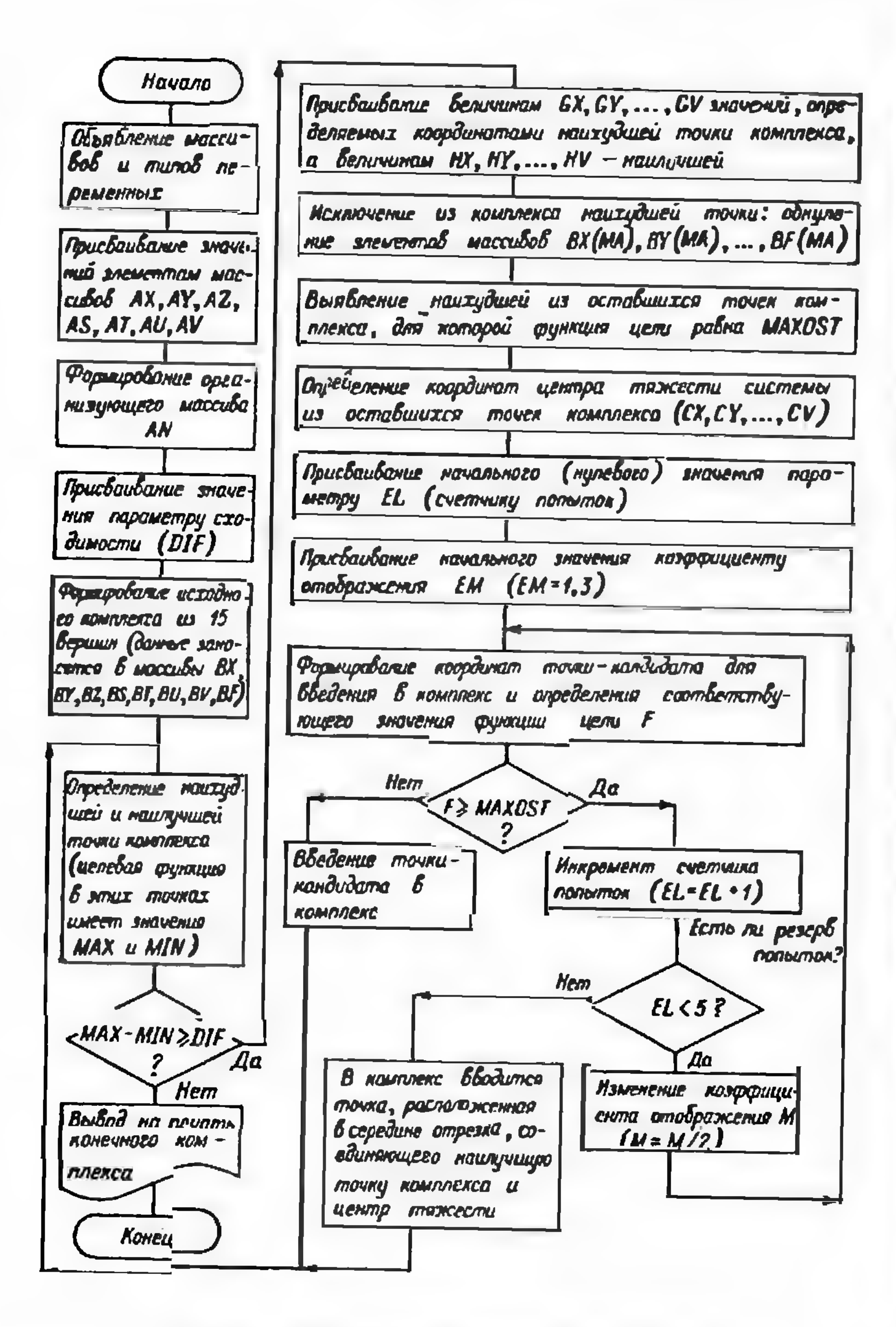


Рис. 7-7. Блок-схема программы комплекс-метода

стоянии комплекса. Отметим, что число элементов каждого из этих массивов равно числу строк табл. 7-4. Сначала формируется исходный комплекс, для чего переменным *V, U, T, S, Z, Y, X* присваиваются конкретные значения, содержащиеся в массивах AV, AU, AT, AS, AZ, AY, AX (организация этого присваивания производится с помощью массива AN). Для каждого конкретного набора значений *X, Y, Z, S, T, U, V* производится обращение к подпрограмме PROC, в результате чего находится значение целевой функции *F*, соответствующей данному набору. Такая процедура выполняется 15 раз, при этом заполняются массивы BX, BY, BZ, BS, BU, BV, BF, BT.

Затем выявляется наихудшая и наилучшая из 15 вершин комплекса. Для первой из них целевая функция имеет значение MAX, для второй — MIN. Параметру MA при этом присваивается порядковый номер, определяющий положение в массиве BF наибольшего элемента (MAX), соответствующего наихудшей вершине комплекса, а параметру MIN присваивается порядковый номер наименьшего элемента (MIN) в массиве BF, что соответствует наилучшей точке комплекса. После этого следует сравнение разности MAX—MIN с заранее заданной величиной DIF. Если MAX—MIN < DIF, то происходит переход на метку 60, благодаря чему на печать выводится информация о состоянии комплекса в зоне оптимума. Если же указанное неравенство не выполняется, следует переход на метку 70. Здесь определяются координаты точки, подлежащей исключению: GX, GY, GZ, GS, GT, GU, GV, а также координаты наилучшей точки комплекса: HX, HY, HZ, HS, HT, HU, HV. В массивах BX, BY, BZ, BS, BT, BU, BV, BF обнуляются элементы, соответствующие исключаемой вершине, после чего производится поиск наихудшей из оставшихся вершин комплекса, характеризуемой наибольшим значением целевой функции (MAXOST), и определяются координаты центра тяжести (CX, CY, CZ, CS, CT, CU, CV) системы из оставшихся вершин комплекса.

Далее производится определение координат новой точки, вводимой в комплекс взамен исключенной. Для этого обнуляется счетчик попыток (EL) и устанавливается начальное значение (1,3) коэффициента отображения EM. Определяются координаты *X, Y, Z, S, T, U, V* точки-кандидата и вычисляется соответствующее ей значение *F*. Если *F* < MAXOST, то точка-кандидат занимает свое место в комплексе. В противном случае попытка признается неудачной, следует инкремент счетчика попыток EL, а затем производится изменение коэффициента отображения EM (путем деления на 2) и выполняется новая попытка. В случае пяти последовательных неудачных попыток этот процесс прекращается и новая вершина комплекса образуется на полпути между центром тяжести и наилучшей вершиной комплекса.

Пример 7-3. Используя программу COMPLEX, определить точку, соответствующую минимуму выражения (7-14) для следую-

Таблица 7-5. **Результаты расчета по программе COMPLEX***

X	Y	Z	S	T	U	V	F
			Вариант *а*				
0,0005	0,0027	—0,0003	0,0004	0,0001	0,0014	0,0003	0,0000
—0,0021	0,0018	—0,0006	—0,0011	—0,0009	—0,0001	—0,0001	0,0000
0,0022	—0,0000	—0,0011	0,0005	—0,0016	—0,0004	—0,0001	0,0000
0,0011	0,0019	0,0032	0,0004	0,0002	0,0018	0,0004	0,0000
0,0026	0,0015	0,0012	0,0005	—0,0004	0,0016	0,0006	0,0000
—0,0029	0,0016	0,0002	—0,0003	—0,0004	0,0002	0,0012	0,0000
0,0003	—0,0003	0,0008	—0,0029	—0,0021	—0,0001	0,0019	0,0000
0,0011	—0,0002	—0,0006	—0,0024	0,0004	—0,0012	0,0006	0,0000
—0,0009	0,0032	—0,0001	0,0006	—0,0003	0,0018	0,0006	0,0000
—0,0003	—0,0009	0,0015	0,0020	—0,0021	0,0008	0,0009	0,0000
—0,0020	—0,0009	0,0005	—0,0004	—0,0009	—0,0003	0,0021	0,0000
—0,0008	0,0027	—0,0013	0,0009	—0,0001	0,0026	—0,0002	0,0000
—0,0006	0,0019	—0,0001	—0,0006	—0,0020	0,0010	—0,0016	0,0000
—0,0000	0,0024	—0,0001	—0,0024	—0,0007	0,0013	0,0006	0,0000
—0,0001	0,0001	—0,0011	0,0022	0,0004	—0,0004	—0,0018	0,0000
			Вариант *б*				
1,0000	—0,0016	0,0005	0,0014	0,0005	—0,0007	0,0001	1,0000
1,0000	—0,0017	0,0008	0,0008	—0,0008	0,0009	—0,0014	1,0000
1,0000	—0,0014	0,0008	0,0017	0,0002	—0,0012	—0,0003	1,0000
1,0000	—0,0013	0,0006	0,0013	—0,0004	—0,0002	—0,0004	1,0000
1,0000	—0,0011	0,0012	0,0016	—0,0007	—0,0003	—0,0006	1,0000
1,0000	—0,0002	0,0012	0,0028	0,0003	—0,0000	—0,0009	1,0000
1,0000	—0,0002	—0,0002	0,0028	0,0011	—0,0003	0,0002	1,0000
1,0000	—0,0011	0,0008	0,0024	0,0006	0,0009	—0,0005	1,0000
1,0000	—0,0005	—0,0011	0,0015	—0,0001	0,0004	0,0010	1,0000
1,0000	—0,0010	0,0000	0,0018	0,0002	—0,0001	—0,0002	1,0000
1,0000	—0,0020	0,0001	0,0010	0,0001	0,0004	—0,0007	1,0000
1,0000	—0,0009	0,0008	0,0012	—0,0004	—0,0004	0,0001	1,0000
1,0000	—0,0005	0,0010	0,0021	0,0001	0,0001	—0,0004	1,0000
1,0000	—0,0012	0,0006	0,0016	0,0003	—0,0004	—0,0003	1,0000
1,0000	—0,0008	0,0009	0,0017	0,0011	—0,0022	0,0013	1,0000
			Вариант *в*				
0,3566	0,6903	1,0405	1,3765	1,7290	2,0878	2,3976	16,6793
0,3569	0,6887	1,0425	1,3776	1,7286	2,0872	2,3975	16,6793
0,3550	0,6902	1,0424	1,3759	1,7288	2,0863	2,3990	16,6793
0,3524	0,6866	1,0436	1,3779	1,7287	2,0864	2,3989	16,6793
0,3573	0,6897	1,0428	1,3759	1,7278	2,0878	2,3982	16,6793
0,3553	0,6897	1,0424	1,3752	1,7295	2,0904	2,3955	16,6793
0,3573	0,6913	1,0417	1,3743	1,7302	2,0856	2,3993	16,6793
0,3552	0,6877	1,0428	1,3734	1,7314	2,0877	2,3980	16,6793
0,3539	0,6917	1,0435	1,3750	1,7275	2,0881	2,3982	16,6793
0,3547	0,6904	1,0411	1,3780	1,7287	2,0878	2,3973	16,6793
0,3548	0,6895	1,0411	1,3775	1,7271	2,0889	2,3980	16,6793
0,3576	0,6889	1,0424	1,3768	1,7278	2,0877	2,3981	16,6793
0,3557	0,6878	1,0434	1,3737	1,7278	2,0875	2,4002	16,6793

X	Y	Z	S	T	U	V	F
0,3538	0,6902	1,0431	1,3761	1,7298	2,0852	2,3992	16,6793
0,3548	0,6882	1,0416	1,3747	1,7271	2,0899	2,3989	16,6793

* Исходные данные: DIF = 9,9999997E —0,6;
AX (1) = AY = AZ (1) = AS (1) = AT (1) = AU (1) = AV (1) = 2,000000;
AX (2) = AY (2) = AZ (2) = AS (2) = AT (2) = AU (2) = AY (2) = 2,500000;
AX (3) = AY (3) = AZ (3) = AS (3) = AT (3) = AU (3) = AY (3) = 1,500000.

щих трех вариантов: а) без учета каких-либо ограничений; б) при ограничении $X \leqslant 1$ (зона допустимых значений ограничена плоскостью); в) при ограничении

$$(X+5)^2+(Y+1)^2+(Z+1{,}5)^2+(S+2)^2+(T+2{,}5)^2+$$
$$+(U+3)^2+(V+3{,}5)^2 \leqslant 100$$

(зона допустимых значений ограничена сферой).

Налагаемые ограничения учитываются при составлении подпрограммы PROC (см. прогр. 7-1) путем присваивания функционалу F большого значения при недопустимых сочетаниях переменных.

Результаты расчета приведены в табл. 7-5.

7-6. Вопросы унификации конструкции. Различие в подходе к проектированию серий и индивидуальных машин

Унификация в машиностроении призвана устанавливать экономически целесообразные ограничения разновидностей машин, узлов и деталей. Ограничение числа разновидностей само по себе может иметь как положительные, так и отрицательные последствия. Критерием правильности при этом должны быть не ведомственные, а народнохозяйственные интересы.

Известны два направления унификации в машиностроении: а) от частного к целому (например, когда из нескольких типов унифицированных узлов и деталей собираются различные виды оборудования); б) от целого к частному. Последнее направление является доминирующим в машиностроении, и в частности в электромашиностроении. При этом унификация начинается с установления размерных рядов машин, а узлы и детали унифицируются применительно к типоразмерам конечных изделий.

В электромашиностроении имеет место комбинация обоих направлений унификации. Стандартные размеры однотипных деталей используются при изготовлении машин различной мощности

и назначения. Но все же унификацию машин нужно начинать с установления потребности народного хозяйства в различных изделиях.

Прежде чем установить ограничение числа типоразмеров, необходимо выявить типоразмеры, желательные для потребителей. Интересы последних могут быть ущемлены при недостаточно продуманной унификации машин. В связи с ограничением числа типоразмеров некоторые из потребителей вынуждены приобретать не ту машину, которая им нужна, а лишь ближайшую по своим параметрам, т. е. такую, которая обладает «запасом» показателей. Для потребителей это означает, что машина имеет излишнюю мощность и используется в недогруженном режиме. Кроме того, такая машина занимает больше места, чем нужно, весит больше, стоит дороже.

Поэтому мощности и типы электрических машин, в которых нуждаются потребители, должны служить в качестве исходных данных при унификации изделий. Таким образом, установление конкретных типоразмеров серии представляет собой задачу, решаемую в направлении от целого к частному. Лишь после того, как будут определены потребности в различных машинах, можно приступать к определению экономически оправданного ряда.

Не только потребители, но даже заводы — изготовители электрических машин могут в результате ошибочных решений нести ущерб при неправильной унификации. С одной стороны, снижение числа типоразмеров создает условия для массового производства со всеми его огромными преимуществами. Себестоимость машины, отнесенная к единице номинальной мощности, всегда снижается. Но, с другой стороны, на каждую машину расходуется в среднем больше меди, электротехнической стали и других материалов, чем нужно было бы при том же общем количестве выпускаемых единиц в условиях бо́льшей дифференциации размерного ряда машин. Одновременно увеличивается энергоемкость, площадь, которая необходима для складирования материалов и готовых изделий, объем необходимых оборотных средств и т. п.

Унификация приносит огромную выгоду, когда она осуществляется правильно, т. е. когда выигрыш от ее положительных последствий существенно превышает проигрыш от отрицательных.

Чем реже размерный ряд машин, узлов и деталей, тем сильнее сказываются отрицательные последствия. Но положительные последствия, связанные с массовостью производства, действуют лишь до определенной границы сужения размерного ряда: многие заводы выпускают одинаковые изделия в таких больших количествах, что им приходится дублировать специальное оборудование, технологическую оснастку, поточные линии и т. д. По этой причине некоторые виды постоянных затрат становятся как бы переменными. В таких условиях расширение выпуска не приводит к заметному сокращению постоянных затрат в расчете на одно изделие. Следовательно, если уж приходится дублировать оборудование и оснастку, то лучше приблизиться к нуждам потребителя и дать ему больше типоразмеров. Одновременно сократится в расчете на одно изделие расход меди, стали, рабочей силы и т. п.

Практический вывод, который нужно сделать, состоит в следующем. После выявления потребности в машинах разной мощности и назначения на перспективу нужно выделить те виды машин, которые будут выпускаться в очень больших количествах. Чрезмерно сокращать (дифференцировать) размерный ряд таких машин не следует, чтобы избежать дублирования технологической оснастки.

И только к машинам, которые не могут выпускаться в больших количествах, надо подойти с позиций массового производства. Число типоразмеров таких машин следует ограничить, но выбор решения должен основываться на сравнении всех положительных последствий с отрицательными.

Иллюстрацией того, как происходит перераспределение затрат вследствие унификации, могут служить 4 ряда машин, представленные на рис. 7-8 — 7-11, применительно к ситуации, когда имеются 32 условных потребителя, каждому из которых нужен один типоразмер (типоразмеры отличаются друг от друга по мощности).

На рис. 7-8 приведена в графическом виде экономическая информация, относящаяся к базовому ряду эталонных машин, каждая из которых спроектирована как индивидуальное наивыгоднейшее изделие. В этом случае каждый из потребителей получает именно ту машину, которая ему нужна. На рис. 7-8 A_0 — годовая потребность в машинах каждого из P потребителей; $Б_0$ — производственные затраты на оснастку (постоянные); $В_0$ — переменные затраты (материалы, рабочая сила и т. д.); $Г_0$ — эксплуатационные расходы.

Рис. 7-9 относится к ряду, построенному по формальному принципу: каждый 4-й потребитель получает нужную ему машину, а 3 предшествующих потребителя будут вынуждены приобрести машины с запасом показателей. При этом снизится общая сумма постоянных затрат, а общая сумма переменных затрат и эксплуатационных расходов возрастет. Но, как видно из рис. 7-9, выпуск машин 8-го и 12-го типоразмеров будет так велик, что изготовителю придется дублировать оборудование и оснастку. По этой причине целесообразно перейти к ряду, представленному на рис. 7-10 и содержащему большее число типоразмеров. Этот ряд в большей мере удовлетворяет интересы потребителей, и в нем исключается дублирование оборудования.

С целью дальнейшего снижения постоянных затрат в ряду (серии) выделяется 5 отрезков (рис. 7-11). Этот ряд по сравнению с базовым рядом имеет выигрыш

$$\Sigma Б_0 - \Sigma Б_{III}$$

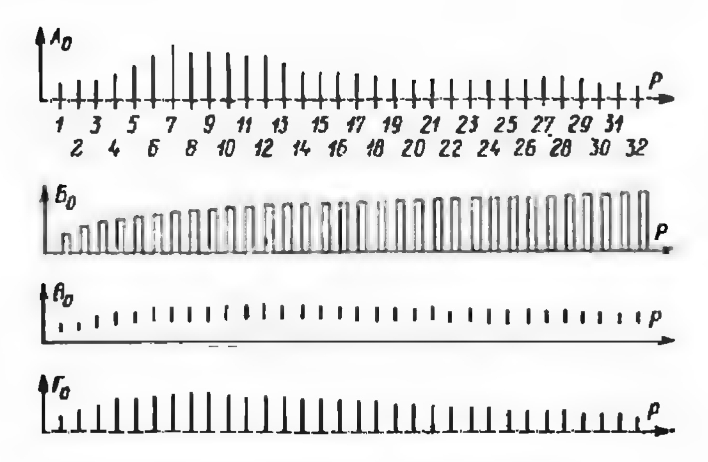


Рис. 7-8. Базовый ряд единичных машин

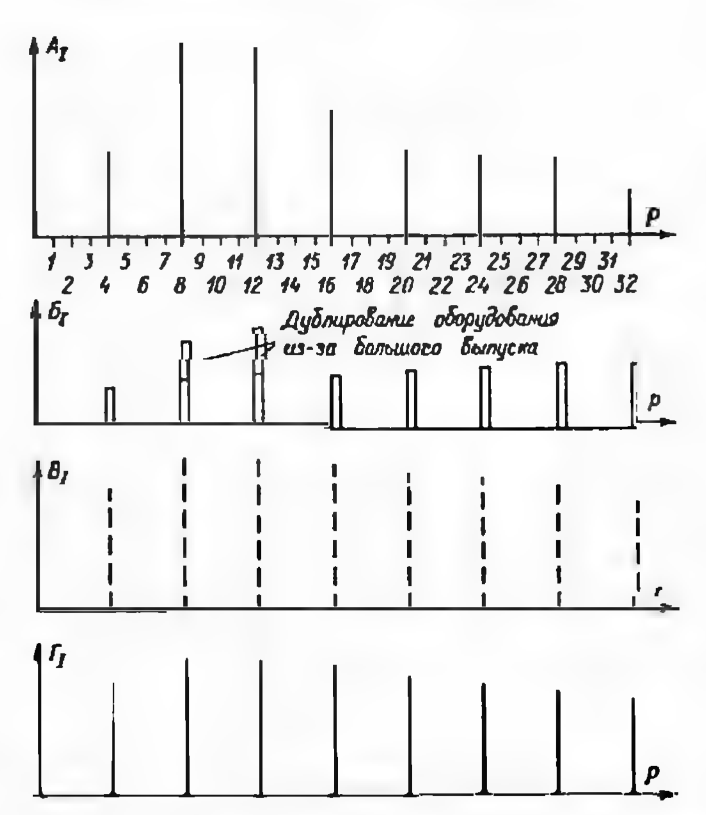


Рис. 7-9. Ряд, ориентированный на каждого четвертого потребителя

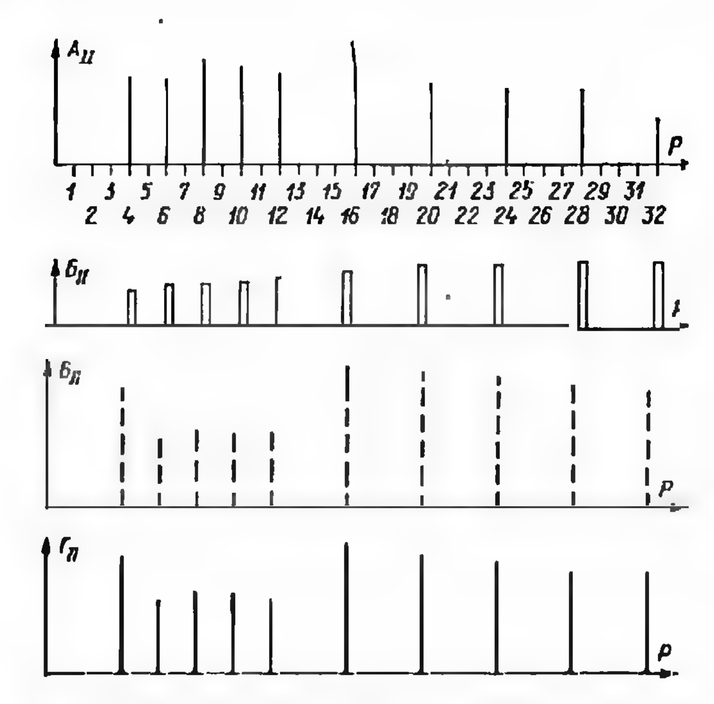


Рис. 7-10. Ряд, исключающий дублирование оборудования

и проигрыш

$$\Sigma B_{III} - \Sigma B_0 + \Sigma Г_{III} - \Sigma Г_0.$$

Экономический эффект, соответствующий данному ряду, определяется разностью выигрыша и проигрыша

$$Э = \Sigma Б_0 + \Sigma B_0 + \Sigma Г_0 - \Sigma Б_{III} - \Sigma B_{III} - \Sigma Г_{III}.$$

Конечно, приведенный пример является чисто условным (отступление от базового ряда машин подчинено формальным правилам), но на нем можно проследить, насколько сложна (и важна!) задача оптимального проектирования серий.

Следует иметь в виду, что размеры машин, включенных в серию, отклоняются от тех наивыгоднейших размеров, которые соответствуют той или иной единичной машине.

Возникают два вопроса:

а. Какие именно детали целесообразно сделать в разных машинах одинаковыми?

б. Как определить размеры одинаковых деталей, предназначенных для различных машин?

В практике электромашиностроения принимаются одинаковыми внешние диаметры разных машин, входящих в отрезок серии. Длины

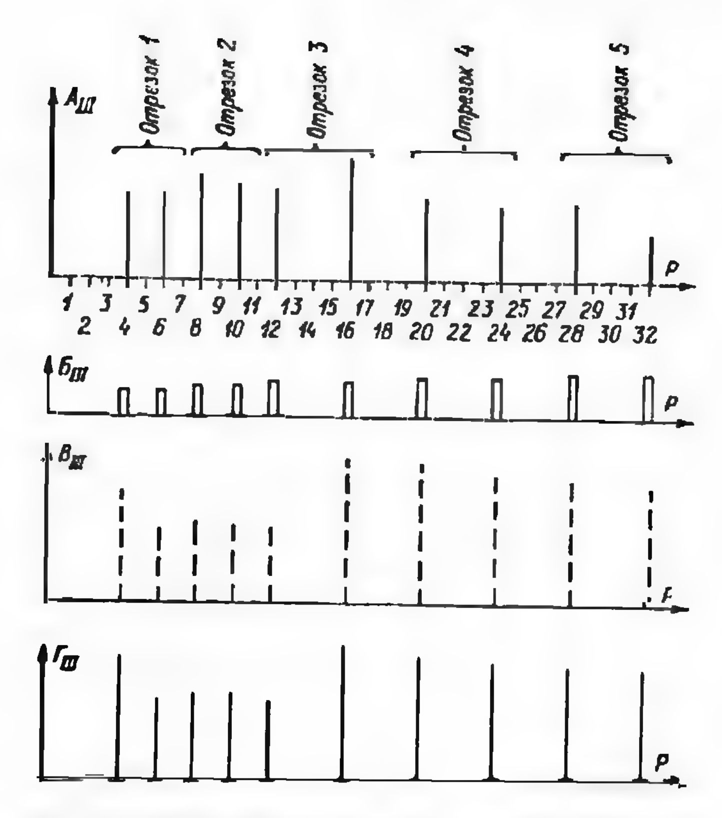


Рис. 7-11. Ряд типоразмеров машин, разбитый на отрезки

у разных типоразмеров соответствующего диаметра разные. Такое решение оправдывается тем, что именно диаметр определяет размеры штампа, подшипниковых щитов и ряда приспособлений.

Второй вопрос более сложный. Он относится к мере дифференциации отрезков серии, выбору для каждого отрезка размера внешнего диаметра, числа длин и т. п. Все это можно предложить в самых разнообразных вариантах. У авторов проекта потребитель вправе спросить: «Почему выбрали именно этот вариант? Почему число отрезков серии именно такое, а не больше и не меньше? Почему для данного отрезка принят именно такой, а не другой диаметр?»

Каждый из возможных вариантов серии будет приводить к разному выигрышу и проигрышу. Наилучшим будет тот вариант, у которого перевес выигрыша над проигрышем наибольший.

Но это только теоретическая схема обоснования предлагаемой серии. Вопрос упирается в трудности подсчета выигрыша и особенно — проигрыша.

Выигрыш — это то удешевление, которое достигается благодаря унификации при переходе от индивидуального или мелкосерийного производства к массовому. Квалифицированные экономисты с большей или меньшей достоверностью справляются с задачей определения выигрыша.

Но подсчет проигрыша, вызванного отступлением от наивыгоднейшей конструкции индивидуального изделия, представляет собой очень сложную задачу именно из-за необходимости спроектировать единичную машину наивыгоднейших размеров.

Решением этой задачи занимаются уже более полувека со времен М. Видмара [54], который впервые ее поставил. Большую часть своей упомянутой выше книги «Основы проектирования серий асинхронных электродвигателей» В. А. Трапезников [76] посвятил вопросу проектирования наивыгоднейших единичных машин. Это может показаться парадоксом: зачем проектировать оптимальные единичные машины, если они изготавливаться не будут, а вместо них будет выпускаться серия машин с другими размерами? Но достаточно вдуматься, и ответ будет ясен: если в качестве эталонов единичных изделий взять машины не с наивыгоднейшими, а со случайно или примитивно спроектированными размерами, то расчет экономического эффекта путем сопоставления выигрыша и проигрыша даст неверную картину и в качестве наилучшего варианта может оказаться совсем не лучший.

По отклонениям от размеров наивыгоднейших единичных машин должны быть определены проигрыши не только в виде удорожания вследствие большого расхода материалов, рабочей силы и других затрат, связанных с изготовлением, но еще и в связи с увеличением эксплуатационных потерь. Критерием оптимальности в этом случае должна выступать приведенная стоимость. Проектирование по минимуму приведенной стоимости ставит целью получить единичную машину таких размеров, при которых минимизируется общая сумма совокупных затрат на изготовление и эксплуатацию машины данной мощности и данного типа.

Как известно, в состав приведенной стоимости $П$, определяемой выражением (7-10), включаются капитальные затраты и эксплуатационные расходы. Эксплуатационные расходы на конкретный двигатель зависят от нагрузки на валу и продолжительности работы (рис. 7-12). Для двух различных двигателей, имеющих одинаковую продолжительность работы, но отличающихся своими размерами и энергетическими показателями, зависимость приведенной стоимости от мощности на валу имеет вид, изображенный на рис. 7-13 линиями *1* и *2*.

В этом случае кривая *1* соответствует типоразмеру, имеющему меньшие габариты, а следовательно, и меньшие капитальные затраты: кривая *1* отсекает меньший отрезок оси ординат, чем кривая *2*. Однако при одинаковой нагрузке на валу потери у пер-

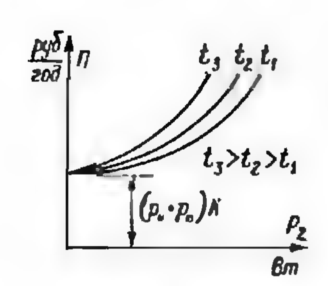


Рис. 7-12. Зависимость приведенной стоимости двигателей от нагрузки и продолжительности работы

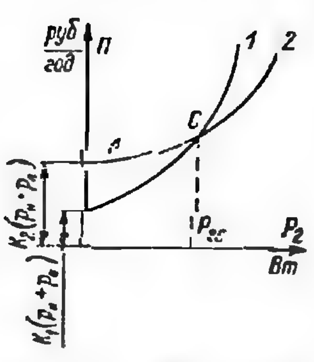


Рис. 7-13. Зависимость приведенной стоимости двигателей от габаритов

вой машины выше, чем у второй. В точке C кривые *1* и *2* пересекаются. Этой точке соответствует мощность на валу P_{2C}.

Понятно, что в диапазоне мощностей от 0 до P_{2C} целесообразно использовать первую машину, а в остальном диапазоне — вторую, поскольку такое решение обеспечит наименьшие приведенные затраты. На рис. 7-13 это утолщенная линия *2*.

В общем случае число типоразмеров может быть больше 2. На рис. 7-14 показан вариант, когда число типоразмеров равно четырем. Если в отрезок серии войдут все 4 типоразмера, то (по аналогии с рис. 7-13) целесообразно такое использование спроектированных машин, которое характеризуется утолщенной линией.

Однако многообразие типоразмеров неизбежно связано с добавочными затратами. Если бы мы ограничились лишь тремя типоразмерами, то могли бы сэкономить некоторые средства, обусловленные добавочными затратами на оснастку для выпуска 4-го типоразмера (но при этом увеличилась бы величина *П*). Еще большие средства можно сэкономить при наличии только двух типоразмеров, хотя и в этом случае придется пожертвовать добавочным ростом суммарной приведенной стоимости.

Если же мы ограничимся всего одним типоразмером, то добавочных затрат, обусловленных многообразием типоразмеров, не будет совсем, но суммарная приведенная стоимость возрастет еще больше.

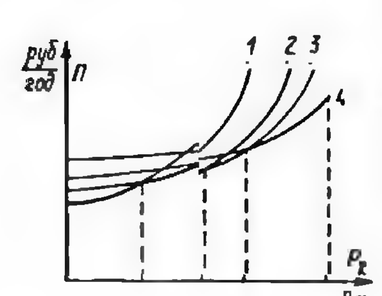


Рис. 7-14. Распределение типоразмеров по диапазонам мощностей

Следовательно, для объективной оценки нужно принимать во внимание не суммарную приведенную стоимость *П*, а общие затраты *З*, складывающиеся из величины *П* и тех добавочных издержек *Д*, которые определяются разнообразием выпускаемых типоразмеров.

Рассмотрим условный пример определения наиболее целесообразной комбинации типоразмеров в отрезке серии, предназначенной для 7 различных механизмов, каждый из которых характеризуется конкретной мощностью, получаемой от двигателя: P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7 (см. табл. 7-6).

Таблица 7-6. **Затраты *П* и *Д* для различных типоразмеров**

Мощность	Значение *П* для числа типоразмеров			
	1	2	3	4
P_1	1	2	3	4
P_2	2	3	4	5
P_3	4	5	6	7
P_4	9	8	9	10
P_5	—	13	12	13
P_6	—	—	17	16
P_7	—	—	24	23
Затраты *Д*	2	3	3	4

Таблица 7-7. **Затраты *П*, *Д*, *З* для комбинации типоразмеров 1—2—3—4**

Мощность	Затраты *П* при числе типоразмеров			
	1	2	3	4
P_1	1			
P_2	2			
P_3	4			
P_4		8		
P_5			12	
P_6				16
P_7				23
Затраты *Д*	2	3	3	4
$З = \Sigma П + \Sigma Д$	78			

Типоразмеры могут быть выбраны в следующих комбинациях: 1—2—3—4; 1—2—3; 1—2—4; 1—3—4; 2—3—4; 1—4; 1—3; 1—2; 2—4; 2—3; 3—4; 1; 2; 3; 4.

Однако те комбинации, которые не обеспечивают всех мощностей, должны быть исключены. Останутся: 1—2—3—4; 1—2—3; 1—2—4; 1—3—4; 2—3—4; 1—4; 1—3; 2—4; 2—3; 3—4; 3; 4.

Если бы нами был принят вариант, включающий все 4 типоразмера (комбинация 1—2—3—4), то для каждой из семи мощностей

Таблица 7-8. **Определение затрат *З* для различных комбинаций типоразмеров**

Мощность	Затраты *П* для комбинаций типоразмеров											
	1	2	3	1	2	4	1	3	4	2	3	4
P_1	1			1			1			2		
P_2	2			2			2			3		
P_3	4			4			4			5		
P_4		8			8		9			8		
P_5			12		13			12			12	
P_6			17			16			16			16
P_7			24			23			23			23
Затраты *Д*	2	3	3	2	3	4	2	3	4	3	3	4
$З = П + Д$	76			76			76			79		

Окончание табл. 7-8

Мощность	Затраты *П* для комбинации типоразмеров											
	1	4	1	3	2	4	2	3	3	4	3	4
P_1	1		1		2		2		3		3	4
P_2	2		2		3		3		4		4	5
P_3	4		4		5		5		6		6	7
P_4	9		9		8		8		9		9	10
P_5		13		12	13			12	12		12	13
P_6		16		17		16		17		16	17	16
P_7		23		24		23		24		23	24	23
Затраты *Д*	2	4	2	3	3	4	3	3	3	4	3	4
$З = П + Д$	74		74		77		77		80		78	82

можно было бы выбрать тот типоразмер, который обеспечивает наименьшее *П* (табл. 7-7). Заметим, что табл. 7-7 получена из табл. 7-6 путем выбора в каждой строке этой последней наименьшего *П*. Суммируя выделенные таким образом значения *П* со значениями *Д*, получаем общие затраты $З = 78$.

Аналогичная процедура может быть применена и для остальных комбинаций типоразмеров (табл. 7-8).

Определив затраты *З* для каждой комбинации типоразмеров, приходим к выводу о целесообразности одной из двух равноценных комбинаций: 1—4 или 1—3, которым соответствует наименьшее $З = 74$.

7-7. Учет разброса параметров при проектировании

Реально выполненные машины могут в той или иной степени отличаться друг от друга, а также и от спроектированной машины из-за нестабильности различных факторов, влияющих на выходные характеристики. Рассмотрим наиболее существенные из таких факторов:

а. Непостоянство НС магнитной цепи машины, а также потерь в стали из-за разброса магнитных свойств электротехнической стали. По этой причине у некоторых машин энергетические показатели и рабочие характеристики могут оказаться отличными от ожидаемых.

б. Нестабильность механических потерь, обусловленная качественной неоднородностью подшипников и разбросом допусков, влияющих на перекос оси ротора. Этот фактор особенно важен для маломощных и быстроходных машин, у которых доля механических потерь в общей сумме потерь особенно высока.

в. Несовпадение реального воздушного зазора в конкретной машине с расчетным зазором, принятым при проектировании. Воздушный зазор асинхронной машины представляет собой полуразность двух очень близких величин — диаметра статора и ротора, при выполнении которых назначаются допуски, соизмеримые с номинальным зазором. По этой причине фактический воздушный зазор имеет широкий разброс значений (особенно у малых машин).

Проектировщик должен иметь ясное представление, на какую машину ориентирован расчет: на «среднюю» или «худшую». В последнем случае необходимо вести проектирование с учетом некоторого запаса и, в частности, воздушный зазор принимать равным наибольшему возможному зазору.

Поскольку воздушный зазор является исключительно важной расчетной величиной, проектировщику, ориентирующемуся на крупносерийное или массовое производство разрабатываемой машины, следует заранее установить, какова связь между принимаемым расчетным зазором и процентом риска (ПР), определяющим,

10 Заказ № 1588

какую долю в общем выпуске должны составить машины, зазор которых превосходит расчетное значение.

Расчетное значение зазора δ_p выбирается из диапазона $\delta_c - \delta_{max}$, где δ_{max} — наибольший возможный зазор (рис. 7-15), а δ_c — средний зазор:

$$\delta_c = \frac{\delta_{min} + \delta_{max}}{2}.$$

При выборе δ_p следует иметь в виду, что с увеличением δ_p снижается вероятность изготовления некоторой части машин с зазором, превышающим величину δ_p.

Указанная вероятность (процент риска ПР) зависит от четырех величин: Δ_1 (допуск на внутренний диаметр статорного пакета), Δ_2 (допуск на наружный диаметр ротора), δ_c, δ_p.

В случае когда рассеивание размеров D_{i1} и D_{a2} подчиняется нормальному закону распределения, коэффициент риска t находится по формуле

$$t = \frac{12(\delta_p - \delta_c)}{\sqrt{\Delta_1^2 + \Delta_2^2}}.$$

В зависимости от полученного значения t с помощью графика на рис. 7-16 находится ПР, показывающий, какую долю общего числа выпускаемых машин составят машины с зазором, превышающим расчетный. Этот график получен на основании зависимости

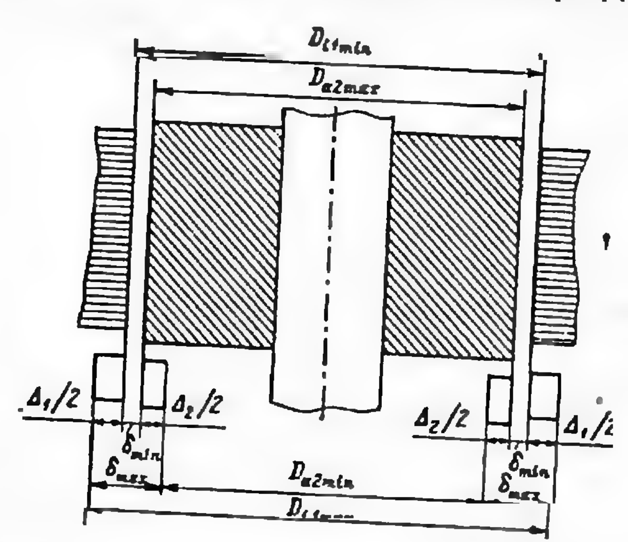


Рис. 7-15. Связь фактических размеров зазора с допусками

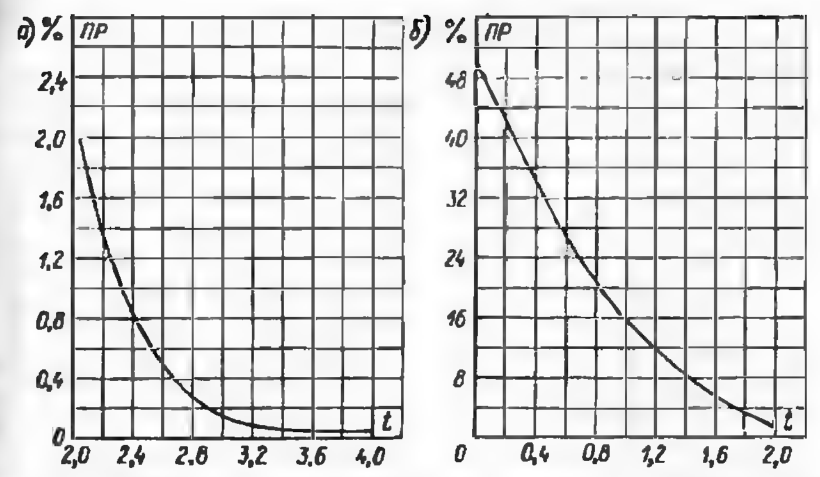


Рис. 7-16. Зависимость между коэффициентом риска и процентом риска

$$ПР = 0{,}5\left(1 - \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^t e^{-0.5u^2}\,du\right) \cdot 100.$$

График на рис. 7-16 позволяет также решить и обратную задачу: найти δ_p по выбранному заранее проценту риска. При этом следует, задавшись величиной ПР (2—10 %), установить с помощью графика соответствующее значение t (например, при пятипроцентном риске коэффициент t равен 1,65), а затем определить δ_p по формуле

$$\delta_p = \delta_c + \frac{t}{12}\sqrt{\Delta_1^2 + \Delta_2^2}$$

Глава восьмая

СИНТЕЗ АСИНХРОННЫХ МАШИН: ЦЕЛИ, ПРИЕМЫ, ПРОГРАММЫ

8-1. Проектирование в направлении от электромагнитных нагрузок к размерам

Ясное понимание концептуальных основ проектирования в направлении от электромагнитных нагрузок к размерам даст читателю возможность приспособить излагаемое в настоящей главе программное обеспечение, предназначенное для проектирования трехфазных машин с короткозамкнутым ротором, к разнообразным задачам. В предвидении вероятной критики за отсутствие в книге

универсальной методики, охватывающей все типы асинхронных машин, заметим, что такой цели у нас не было: мы лишь предлагаем путь, которым удобно идти. Проектировщик, решивший следовать этим путем, должен будет критически оценить пригодность тех или иных расчетных соотношений применительно к специфике своей задачи и при необходимости внести соответствующие изменения. Творческое восприятие метода — непременное условие его успешного приложения.

В программном обеспечении, излагаемом в настоящей главе, наружный диаметр D_{a1} статорного сердечника принят в качестве задаваемой величины, так же как и электромагнитные нагрузки. Заметим, что предугадать влияние того или иного размера на выходные параметры машины гораздо труднее, чем оценить влияние на них той или иной электромагнитной нагрузки. Диапазоны, в которых лежат размеры, обычно широки, и отношение максимального возможного размера к соответствующему минимальному возможному размеру всегда больше, чем отношение предельных электромагнитных нагрузок. Из этого следует, что риск ошибиться при свободном выборе размеров выше, чем при свободном выборе нагрузок.

Предлагаемый метод основан на использовании семи электромагнитных нагрузок в качестве входных данных: индукций B_{a1}, B_{a2}, B_{z1}, B_{z2}, B_{δ}; отношения A/J, обозначаемого в дальнейшем символом U, произведения AJ, обозначаемого через V. Величина U, имеющая размерность длины, представляет собой эквивалентную толщину проводникового слоя статора [3]. Тем не менее мы будем называть U электромагнитной нагрузкой, так как эта величина совместно с V однозначно определяет параметры A и J:

$$A=\sqrt{UV}; \quad J=\sqrt{V/U}. \tag{8-1}$$

В программном обеспечении, приводимом в настоящей главе, магнитные индукции B_{z1}, B_{a1}, B_{z2}, B_{a2}, B_{δ} обозначены посредством идентификаторов X, Y, Z, S, T соответственно. Семь электромагнитных нагрузок (X, Y, Z, S, T, U, V) однозначно определяют семь главных выходных величин: диаметр статорной расточки D_{i1}, толщину ярма статора h_{a1}, толщину ярма ротора h_{a2}, ширину зубца статора b_{z1}, ширину зубца ротора b_{z2}, расчетное число витков фазы статора w_1 и расчетную длину машины l. При этом предполагается, что остальные параметры, характеризующие структуру машины, либо зафиксированы, либо однозначно определяются главными выходными величинами.

Важно еще одно обстоятельство: шесть из семи электромагнитных нагрузок (X, Y, Z, S, T, U) конкретизируют поперечный разрез магнитопровода (рис. 8-1) благодаря однозначному выявлению пяти главных выходных параметров (D_{i1}, h_{a1}, h_{a2}, b_{z1}, b_{z2}) и, кроме того, устанавливают связь между параметрами l и w_1. Для вычисления последних двух параметров есть два пути.

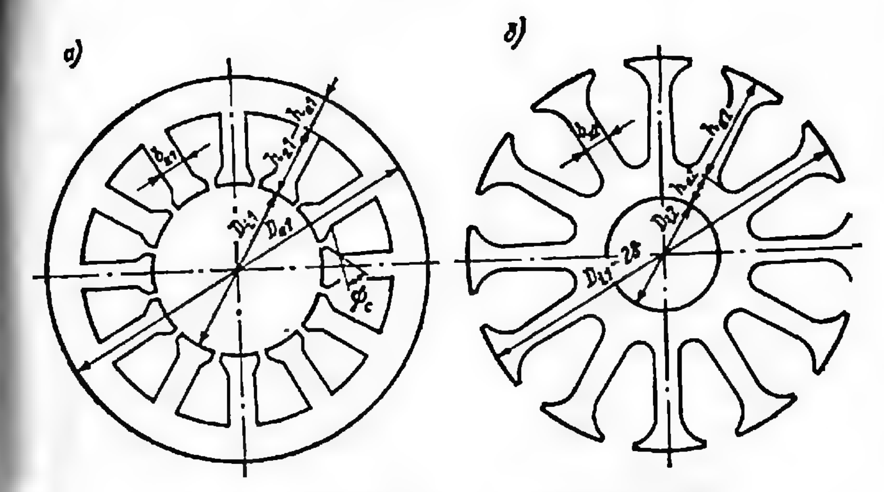


Рис. 8-1. Листы сердечников статора и ротора

1. Вводится в рассмотрение седьмая электромагнитная нагрузка $V=AJ$ и находится расчетная длина l, обеспечивающая заданное V, после чего определяется w_1.

2. Проектировщик (с пульта ЭВМ) присваивает расчетной длине l то или иное конкретное значение, что в свою очередь однозначно определяет соответствующее значение w_1.

Из четырех расчетных процедур, предусматриваемых программным обеспечением в настоящей главе, в первых трех реализован первый путь, а в четвертой — второй. Но все четыре процедуры содержат этап поперечного расчета, осуществляемого посредством подпрограммы POP. При этом определяются не только размеры D_{i1}, h_{a1}, h_{a2}, b_{z1}, b_{z2}, но и все элементы пазовой геометрии.

Для облегчения восприятия приводимого ниже программного обеспечения предварительно остановим внимание читателя на следующих ключевых моментах.

1. Применительно к машинам с овальными или трапецеидальными пазами статора и ротора на этапе поперечного расчета определяются:

а) вспомогательные величины

$$\left.\begin{aligned} &G_1=\frac{B_{\delta}}{k_{el1}k_{l1}}; \quad G_2=\frac{B_{\delta}}{k_{el2}k_{l1}};\\ &G_3=\frac{G_1}{B_{z1}}; \quad G_4=\frac{G_1}{2pB_{a1}};\\ &G_5=G_3(0{,}5+G_4)+G_4^2-0{,}25\\ &G_6=G_3+2G_4+2k_{\Phi 1}\frac{U}{D_{i1}k_{\dots}}. \end{aligned}\right\} \tag{8-2}$$

где $k_{\phi 1}$ — коэффициент формы паза статора (рис. 8-2); это отношение реальной площади паза к площади, ограниченной на рисунке штриховой линией; k_{d1} (k_{d2}) — коэффициент заполнения пакета статора (ротора) сталью по длине; k_{l1} (k_{l2}) — отношение длины пакета статора (ротора) к расчетной длине; $k_{з.с}$ — коэффициент заполнения паза статора проводником;

б) диаметр расточки статора D_{i1}, наружный (D_{a2}) и внутренний (D_{i2}) диаметры роторного пакета,

$$D_{i1} = \frac{D_{a1} - \frac{4}{3} m_{a1} d_{a1}}{G_6 \sqrt{G_6^2 - 4G_5}}; \quad D_{a2} = D_{i1} - 2\delta;$$

$$D_{i2} = D_{i1} D_{RDD} + D_{RVV}, \qquad (8\text{-}3)$$

где m_{a1} — число рядов аксиальных вентиляционных каналов статора; d_{a1} — диаметр статорного вентиляционного канала; m_{a1}, d_{a1}, D_{RDD} и D_{RVV} — параметры, задаваемые проектировщиком; с помощью величин D_{RDD} и D_{RVV} пользователь устанавливает линейную связь между D_{i2} и D_{i1};

в) толщина ярма статора и ротора,

$$h_{a1} = D_{i1} G_4 + \frac{2}{3} m_{a1} d_{a1}; \quad h_{a2} = \frac{G_2 D_{i1}}{2pB_{a2}} + \frac{2}{3} m_{a2} d_{a2} - D_{i2} G_D, \qquad (8\text{-}4)$$

где m_{a2}, d_{a2}, G_D — параметры, задаваемые проектировщиком; m_{a2}, d_{a2} — число рядов и диаметр аксиальных вентиляционных каналов ротора; G_D — коэффициент, учитывающий ответвление части магнитного потока через вал;

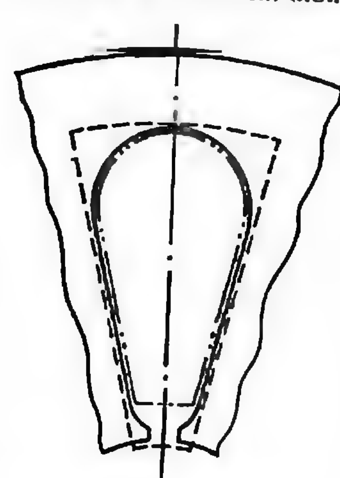


Рис. 8-2. К определению коэффициента формы паза $k_{\phi 1}$

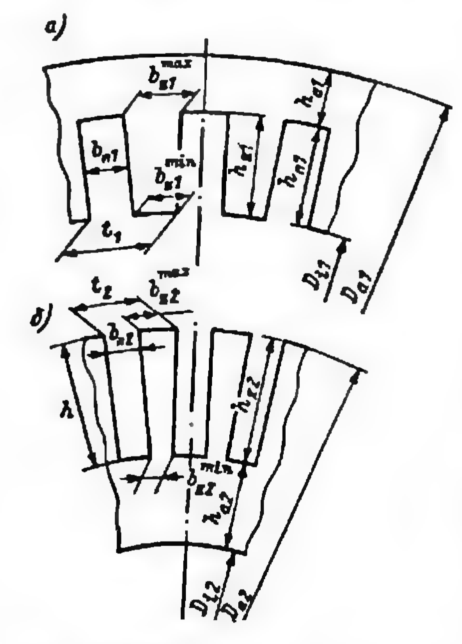


Рис. 8-3. Статор (а) и ротор (б) с прямоугольными пазами

г) высота зубцов статора и ротора,

$$h_{z1} = 0{,}5\,(D_{a1} - D_{i1}) - h_{a1}; \quad h_{z2} = 0{,}5\,(D_{a2} - D_{i2}) - h_{a2}; \qquad (8\text{-}5)$$

д) толщина зубцов статора и ротора,

$$b_{z1} = \frac{\pi D_{i1}}{z_1} G_3; \quad b_{z2} = \frac{\pi D_{a2} G_2}{z_2 B_{z2}}. \qquad (8\text{-}6)$$

2. Для статоров с прямоугольными пазами (рис. 8-3) при поперечном расчете находят:

а) вспомогательные величины G_1, G_2, G_3, G_4 из (8-2), а также G_A и G_B,

$$G_A = 1 - G_3; \quad G_B = 1 + 2G_4 \qquad (8\text{-}7)$$

б) диаметр расточки D_{i1}, зубцовое деление t_1 и ширину паза b_{n1}

$$D_{i1} = \left(D_{a1} - \frac{4}{3} m_{a1} d_a - \frac{2U}{k_{з.с} G_A}\right) \frac{1}{G_B};$$

$$t_1 = \frac{\pi D_{i1}}{z_1}; \quad b_{n1} = t_1 G_A \qquad (8\text{-}8)$$

в) высоту паза h_{n1}, равную высоте зубца h_{z1}, а также толщину ярма h_{a1},

$$h_{n1} = h_{z1} = \frac{t_1 U}{k_{з.с} b_{n1}}; \quad h_{a1} = 0{,}5\,(D_{a1} - D_{i1}) - h_{n1}; \qquad (8\text{-}9)$$

г) минимальную (b_z^{min}) и максимальную (b_z^{max}) ширину зубца,

$$b_{z1}^{min} = \frac{\pi D_{i1}}{z_1} - b_{n1}; \quad b_{z1}^{max} = \frac{\pi (D_i + 2h_{z1})}{z_1} - b_{n1}. \qquad (8\text{-}10)$$

Для роторов с прямоугольными пазами величины G_2, D_{a2}, D_{i2}, h_{a2}, h_{z2} рассчитываются посредством соотношений (8-2), (8-3), (8-4), (8-5), после чего находятся ширина паза b_{n2}, а также размеры b_{z2}^{min} и b_{z2}^{max} — минимальная и максимальная ширина зубца,

$$\left.\begin{aligned} b_{n2} &= \frac{\pi}{z_2}\left(D_{i2} + h_{a2} - \frac{G_2 D_{i1}}{B_{z2}}\right); \\ b_{z2}^{min} &= \frac{\pi (D_{a2} - 2h_{z2})}{z_2} - b_{n2}; \\ b_{z2}^{max} &= \frac{\pi D_{a2}}{z_2} - b_{n2}. \end{aligned}\right| \qquad (8\text{-}11)$$

Обращаем внимание читателя на то, что применительно к прямоугольным пазам B_{z1} и B_{z2} обозначают максимальную магнитную индукцию в зубцах статора и ротора соответственно.

3. Конкретные размеры поперечного сечения магнитопровода позволяют определить так называемые разделенные одновитковые параметры $\tilde{R}_1, \bar{R}_1, \tilde{X}_1, \bar{X}_1, \tilde{R}'_2, \bar{R}'_2, \tilde{X}'_2, \bar{X}'_2, \tilde{R}_m, \tilde{X}_m$ (в приводимой ниже подпрограмме POP эти величины представляются идентификаторами VR1, CR1, VX1, CX1, VR2, CR2, VX2, CX2, VRM, VXM). Эти параметры используются в дальнейшем при расчете так называемых условных (одновитковых) сопротивлений $\hat{R}_1, \hat{R}'_2, \hat{X}_1, \hat{X}'_2, \hat{R}_m, \hat{X}_m$ (идентификаторы R1G, R2G, X1G, X2G, RMG, XMG в подпрограммах KR1 и VFA):

$$\left.\begin{aligned} \hat{R}_1 &= \tilde{R}_1 l + \bar{R}_1; & \hat{R}'_2 &= \tilde{R}'_2 l + \bar{R}'_2; & \hat{R}_m &= \tilde{R}_m l; \\ \hat{X}_1 &= \tilde{X}_1 l + \bar{X}_1; & \hat{X}'_2 &= \tilde{X}'_2 l + \bar{X}'_2; & \hat{X}_m &- \tilde{X}_m l. \end{aligned}\right\} \quad (8\text{-}12)$$

Реальные сопротивления $r_1, r'_2, x_1, x'_2, r_m, x_m$ (идентификаторы R1, R2, X1, X2, RM, XM в подпрограмме VFA) с условными связаны соотношениями

$$\left.\begin{aligned} r_1 &= w_1^2 \hat{R}_1; & r'_2 &= w_1^2 \hat{R}'_2; & x_1 &= w_1^2 \hat{X}_1; & x'_2 &= w_1^2 \hat{X}'_2; \\ r_m &= w_1^2 \hat{R}_m; & x_m &= w_1^2 \hat{X}_m. \end{aligned}\right\} \quad (8\text{-}13)$$

4. На этапе поперечного расчета номинальная полезная мощность P_2 непосредственно в расчете не участвует, хотя исходный наружный диаметр D_{a1} назначается, конечно, с учетом P_2. Расчетная длина l устанавливается из условия обеспечения заданной мощности P_2 при конкретном произведении AJ.

5. Комплект программных модулей настоящей главы позволяет пользователю: а) назначать форму пазов (овальные, трапецеидальные, прямоугольные); б) выбирать одну из четырех возможных расчетных процедур; в) сохранять в памяти машины ранее введенные параметры при свободном редактировании любых исходных данных; г) формировать по своему усмотрению целевую функцию; д) управлять печатью исходных данных и результатов.

6. Формулы, использованные в программном обеспечении, приводимом в настоящей главе, составлены в предположении непрерывности варьирования размеров и числа витков машины.

8-2. Типы расчетных процедур

Приведем краткую характеристику каждой из четырех расчетных процедур, реализуемых посредством программного обеспечения, данного ниже.

1-я процедура — оптимизация с применением комплекс-метода. Производится поиск минимума функции цели F при семи варьируемых электромагнитных нагрузках: X (B_{z1}), Y (B_{a1}), Z (B_{z2}), S (B_{a2}), T (B_δ), U (A/J), V (AJ) с учетом четырех эксплуатационных ограничений (по максимальному и пусковому моменту, по допустимому скольжению, по тепловому режиму), а также од-

ного габаритного ограничения) — по предельной расчетной длине l. Напомним читателю, что подробное изложение сущности комплекс-метода дано в главе 7.

2-я процедура — расчет единственного варианта, однозначно определяемого семью электромагнитными нагрузками: X, Y, Z, S, T, U, V.

3-я процедура — формирование свободной таблицы расчета 32 вариантов, полученных в результате испытания различных сочетаний пяти электромагнитных нагрузок (X, Z, T, U, V), каждая из которых может принимать по два значения ($2^5 = 32$). При этом считается, что магнитные индукции B_{a1} (Y) и B_{a2} (S) пропорциональны индукциям B_{z1} (X) и B_{z2} (Z) соответственно.

4-я процедура — определение для конкретного набора шести электромагнитных нагрузок X, Y, Z, S, T, U поперечного разреза магнитопровода с последующим испытанием задаваемых проектировщиком с пульта значений расчетной длины l. Это обеспечивает просмотр различных вариантов, использующих одну и ту же конфигурацию листового железа.

Отметим общие элементы перечисленных процедур:

а) структура задач (расчетных схем) позволяет хорошо управлять габаритами машины: наружный диаметр D_{a1} статорного пакета — величина задаваемая, расчетная длина l — величина ограничиваемая (в процедуре 1) или испытуемая (в процедуре 4);

б) в решении всех задач присутствует общий этап — поперечный расчет, определяющий конфигурацию листов статора и ротора;

в) во всех расчетных процедурах в качестве входных данных используются значения электромагнитных нагрузок, что предотвращает формирование явно нерациональных вариантов;

г) программное обеспечение составлено с учетом использования одних и тех же подпрограмм для различных расчетных процедур.

8-3. Полезные советы разработчику

ЭВМ не решает задачу в буквальном смысле слова, а выполняет определенный вычислительный процесс. Поэтому разработчик алгоритмов и программ должен тщательно спланировать производимые ЭВМ операции и заранее предусмотреть все возможные ситуации.

Универсальных рекомендаций по составлению программ нет. Программирование все еще остается в большей мере искусством, чем наукой. В последнее время разработаны методы [83, 84], облегчающие рутинную часть процесса программирования, резко снизилась также стоимость вычислительной техники, которая становится общедоступной.

Действенный способ практического овладения программированием состоит в сочетании готового программного обеспечения

(учеба на чужой работе) с самостоятельной разработкой программ (учеба на собственных ошибках). Настоящая глава содержит достаточно полно прокомментированный комплект из следующих 17 программных модулей (см. прогр. 8-1—8-17), в которых использованы расчетные формулы из работ [78—80, 3, 62, 63, 67, 33, 13]:

GOL — головная программа (прогр. 8-1), обеспечивающая смену режимов ввода (вызов подпрограммы VV1, VV2) и решения (вызов подпрограммы RES);

Программа 8-1

```
      PROGRAM GOL
C     ************************
C     * ГОЛОВНАЯ ПРОГРАММА *
C     ************************
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOB,KSR,KU,
     * KT1,KT2,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,KDEL,L,MM,MP,KDOP
      COMMON /YA/TAU,DIF,MSTSTA,MSTROT,I1SH,IREZ,PSUM,N,SPS,F,PI,KDOB,
     * FOT,QRE,QAM,VSO,VRO,VSS,VRS,GAB,IEM,ALTEPL,VFAKT,TOKS,G,EM,
     * GU1,GU2,UVV,VVV,AU1VV,AU2VV,AU3VV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,
     * SSDOP,MMDOP,MPDOP,LEMDOP,LDOP,YLDOP,RDSVV,RORVV,DAVV,INEPRI,
     * DA,X,Y,Z,3,T,U,V,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     * HZSM,HJSM,PLSM,ISTA,HZRM,HJRM,HPRM,IROT,
     * HZSMVV,HJSMVV,PLSMVV,HZRMVV,HJRMVV,BPRMVV,
     * FUD,GD,DPVV,DROD,DR,DEL,DELOD,DELVV,HJSHZS,HJRHZR,
     * ROS,ROR,Z1,Z2,RS,RR,BET,KOB,KSR,MA1,DA1,DA1VV,MA2,DA2,DA2VV,
     * NU,KT1,KT2,AK,BK,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,
     * FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FMDS,KDEL,RGS,RSS,MUSD,RGR,RSR,MURD,
     * PMEH,VRS,VR1,CR1,VX1,CX1,VR2,CR2,VX2,CX2,VRM,
     * VKM,BPSSR,HPS,HS1,HS2,HS3,DPRIM,HJR,HZR,TR,BPR,BPROD,
     * BPRVV,MUR,MUROD,MURVV,BZR,BPR1,BPR2,B,HR1,HR2,SRR,HPR,
     * D,HJS,DEJS,HZS,TS,BZS,DEZS,BPS1,BPS2,
     * MUS,MUSDO,MUSVV,BPS,BPSDO,BPSVV,L,COG,SIG,C1,
     * R1,LFF,R1,X1,R2,X2,RM,XM,R2G,X2G,COSFI,
     * MM,MP,SS,ALFA,W,G,P2,M1,P,FR,U1,SEFF,A1,AL,BL,CL,JEST
      COMMON /YE/BO(21),
     * /YE1/HZ1(21)/YE2/HJ1(21),/YE3/HZ2(21)/YE4/HJ2(21)
      COMMON /YI/I,IL1,IL2,IL3,IL4,IL5,IL6,IL7,IL8
      COMMON /YG/AX(3),AY(3),AZ(3),AS(3),AT(3),AU(3),AV(3)
      INTEGER P,Z1,Z2,A1
      PI=3.14159
C* IL1-IL8- ПАРАМЕТРЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ РЕДАКТИРОВАНИИ
      IL1=99
      IL2=99
      IL3=99
      IL4=99
      IL5=99
      IL6=99
      IL7=99
      IL8=99
10    CALL VV1
      CALL VV2
      CALL RES
      TYPE *,'РАСЧЕТНАЯ ПРОЦЕДУРА ТИПА',I,'ВЫПОЛНЕНА'
      GO TO 10
      END
```

ESL — подпрограмма-подсказка, вызываемая в подпрограммах VV1 и VV2, обеспечивает появление трех фраз на дисплее (прогр. 8-2);

Программа 8-2

```
      SUBROUTINE ESL
C     ****************************
C     * ПОДПРОГРАММА-ПОДСКАЗКА *
C     ****************************
      TYPE *,'      ЕСЛИ НАБОР ВАС УСТРАИВАЕТ, НАЖМИТЕ КЛАВИШУ "ВК".'
      TYPE *,'      ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ПАРАМЕТР, ВВЕДИТЕ ЕГО ПОЗИЦИЮ.'
      TYPE *,'      ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ВЕСЬ НАБОР, ВВЕДИТЕ "99".'
      RETURN
      END
```

VV1 и VV2 — подпрограммы ввода исходных данных (прогр. 8-3, 8-4);

Программа 8-3

```
      SUBROUTINE VV1
C     **************************
C     * ПОДПРОГРАММА "ВВОД 1" *
C     **************************
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOB,KSR,KU,
     * KT1,KT2,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,KDEL,L,MM,MP,KDOP
      COMMON /YA/TAU,DIF,MSTSTA,MSTROT,I1SH,IREZ,PSUM,N,SPS,F,PI,KDOB,
     * FOT,QRE,QAM,VSO,VRO,VSS,VRS,GAB,IEM,ALTEPL,VFAKT,TOKS,G,EM,
     * GU1,GU2,UVV,VVV,AU1VV,AU2VV,AU3VV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,
     * SSDOP,MMDOP,MPDOP,LEMDOP,LDOP,YLDOP,RDSVV,RORVV,DAVV,INEPRI,
     * DA,A,Y,Z,X,T,U,V,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     * HZSM,HJSM,PLSM,ISTA,HZRM,HJRM,HPRM,IROT,
     * HZSMVV,HJSMVV,PLSMVV,HZRMVV,HJRMVV,BPRMVV,
     * FUD,GD,DPVV,DROD,DR,DEL,DELOD,DELVV,HJSBZS,HJRBZR,
     * ROS,ROR,Z1,Z2,RS,RR,BET,KOB,KSR,MA1,DA1,DA1VV,MA2,DA2,DA2VV,
     * NU,KT1,KT2,AK,BK,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,
     * FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FMDS,KDEL,RGS,RSS,MUSD,RGR,RSR,MURD,
     * PMEH,VRS,VR1,CR1,VX1,CX1,VR2,CR2,VX2,CX2,VRM,
     * VKM,BPSSR,HPS,HS1,HS2,HS3,DPRIM,HJR,HZR,TR,BPR,BPROD,
     * BPRVV,MUR,MUROD,MURVV,HZR,BPR1,BPR2,B,HR1,HR2,SRR,HPR,
     * D,HJS,DEJS,HZS,TS,BZS,DEZS,BPS1,BPS2,
     * MUS,MUSDO,MUSVV,BPS,BPSDO,BPSVV,L,COG,SIG,C1,
     * R1,LFF,R1,X1,R2,X2,RM,XM,R2G,X2G,COSFI,
     * MM,MP,SS,ALFA,W,G,P2,M1,P,FR,U1,SEFF,A1,AL,BL,CL,JEST
      COMMON /YE/BO(21),
     * /YE1/HZ1(21)/YE2/HJ1(21),/YE3/HZ2(21)/YE4/HJ2(21)
      COMMON /YI/I,IL1,IL2,IL3,IL4,IL5,IL6,IL7,IL8
      COMMON /YG/AX(3),AY(3),AZ(3),AS(3),AT(3),AU(3),AV(3)
      INTEGER P,Z1,Z2,A1
      DIMENSION HZ1213(21),HZ2013(21),HZ2312(21),HZ2411(21)
      DIMENSION HJ1213(21),HJ2013(21),HJ2312(21),HJ2411(21)
C     ***********************************************
C     * ХАРАКТЕРИСТИКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СТАЛЕЙ *
C     ***********************************************
C* МАССИВ ОПОРНЫХ ЗНАЧЕНИЙ МАГНИТНЫХ ИНДУКЦИЙ
      DATA BO/0.,.4,.5,.6,.7,.8,.9,1.,1.1,1.2,1.3,1.4,1.5,1.6,
     * 1.7,1.8,1.9,2.,2.1,2.2,2.3/
C* МАССИВЫ ЗНАЧЕНИЙ H ДЛЯ СТАЛИ МАРОК 1211,1212,1213 (ЗУБЦЫ,ЯРМО)
      DATA HZ1213/0.,140.,174.,204.,245.,292.,342.,403.,480.,593.,724.,
     * 897.,1120.,1450.,1900.,2700.,4160.,6750.,10600.,15900.,23100./
      DATA HJ1213/0.,88.,108.,131.,159.,194.,231.,274.,332.,410.,
     * 506.,656.,985.,1376.,2100.,3600.,6000.,11100.,0.,0.,0./
C* МАССИВЫ ЗНАЧЕНИЙ H ДЛЯ СТАЛИ МАРОК 2011,2012,2013 (ЗУБЦЫ,ЯРМО)
      DATA HZ2013/0.,120.,154.,188.,223.,256.,286.,324.,370.,424.,
     * 486.,560.,706.,850.,1150.,1520.,2670.,3150.,5100.,8020.,14000./
      DATA HJ2013/0.,52.,64.,80.,120.,124.,152.,185.,221.,262.,
     * 326.,400.,520.,750.,1150.,2070.,3570.,5770.,0.,0.,0./
C* МАССИВЫ ЗНАЧЕНИЙ H ДЛЯ СТАЛИ МАРОК 2211,2312 (ЗУБЦЫ,ЯРМО)
      DATA HZ2312/0.,140.,170.,204.,245.,292.,342.,403.,480.,593.,724.,
     * 897.,1120.,1450.,1900.,2700.,4160.,6750.,10600.,15900.,23100./
      DATA HJ2312/0.,88.,108.,131.,159.,194.,231.,274.,332.,410.,
     * 506.,656.,985.,1376.,2100.,3600.,6000.,11100.,0.,0.,0./
C* МАССИВЫ ЗНАЧЕНИЙ H ДЛЯ СТАЛИ 2411 (ЗУБЦЫ,ЯРМО)
      DATA HZ2411/0.,72.,83.,95.,105.,122.,142.,168.,204.,250.,323.,
     * 425.,622.,912.,1630.,3100.,5700.,9200.,14200.,22000.,37600./
      DATA HJ2411/0.,40.,55.,63.,72.,81.,96.,118.,146.,192.,272.,
     * 410.,828.,1560.,2800.,4580.,7400.,10800.,0.,0.,0./
C     *****************
C     * НАЧАЛО ВВОДА *
C     *****************
1     TYPE *,'***** НАЧАЛО РАБОТЫ *****'
      TYPE *,'ЕСЛИ ЖЕЛАЕТЕ РЕШИТЬ УЧЕБНО-ДЕМОНСТРАЦИОННУЮ ЗАДАЧУ,'
      TYPE *,'ВВЕДИТЕ "1234".'
      TYPE *,'ЕСЛИ ХОТИТЕ РЕШИТЬ СОБСТВЕННУЮ ЗАДАЧУ, НАЖМИТЕ "ВК".'
      ACCEPT 610,K
      IF (K.EQ.0) GO TO 10
      IF (K.NE.1234) GO TO 1
C     *************************************************
C     * ДАННЫЕ ДЛЯ УЧЕБНО-ДЕМОНСТРАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ *
C     *************************************************
C* M1- ЧИСЛО ФАЗ СТАТОРНОЙ ОБМОТКИ
      M1=3
C* P- ЧИСЛО ПАР ПОЛЮСОВ
      P=1
C* Z1,Z2- ЧИСЛА ПАЗОВ СТАТОРА И РОТОРА
      Z1=24
      Z2=15
C* MSTSTA- МАРКА СТАЛИ СТАТОРА
      MSTSTA=1211
C* ФОРМИРОВАНИЕ РАБОЧИХ МАССИВОВ HZ1 И HJ1 ДЛЯ МАГНИТНЫХ НАПРЯЖЕННОСТЕЙ
      DO 2 K=1,21
      HZ1(K)=HZ1213(K)
2     HJ1(K)=HJ1213(K)
C* MSTROT- МАРКА СТАЛИ РОТОРА
      MSTROT=1211
C* ФОРМИРОВАНИЕ РАБОЧИХ МАССИВОВ HZ2 И HJ2 ДЛЯ МАГНИТНЫХ НАПРЯЖЕННОСТЕЙ
```

```
      DO 3 K=1,21
      HZ2(K)=HZ1213(K)
3     HJ2(K)=HJ1213(K)
C* P2- НОМИНАЛЬНАЯ ПОЛЕЗНАЯ МОЩНОСТЬ, ВТ
      P2=25.
C* U1- НАПРЯЖЕНИЕ,ПРИХОДЯЩЕЕСЯ НА ФАЗУ СТАТОРА, ВТ
      U1=220.
C* FR- ЧАСТОТА ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ, ГЦ
      FR=50.
C* DAVV- НАРУЖНЫЙ ДИАМЕТР СТАТОРНОГО ПАКЕТА, ММ
      DAVV=50.
      DA=DAVV*1E-3
C* MU- ОТНОШЕНИЕ ПЛОТНОСТИ ТОКА В КОРОТКОЗАМЫКАЮЩИХ КОЛЬЦАХ РОТОРА
C*      К ПЛОТНОСТИ ТОКА В СТЕРЖНЯХ
      MU=.7
C* KDOB- КОЭФФИЦИЕНТ ДОБАВОЧНЫХ ПОТЕРЬ
      KDOB=1.05
C* PUD- УДЕЛЬНЫЕ ПОТЕРИ В СТАЛИ СТАТОРА (ПРИ ИНДУКЦИИ 1 ТЛ), ВТ/КГ
      PUD=2.
C* BET- ОТНОШЕНИЕ ШИРИНЫ СТАТОРНОЙ КАТУШКИ К ПОЛЮСНОМУ ДЕЛЕНИЮ
      BET=.833
C* KOB- ОБМОТОЧНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ ДЛЯ СТАТОРА
      KOB=.925
C* KSK- КОЭФФИЦИЕНТ СКОСА ПАЗОВ РОТОРА
      KSK=.997
C* KEF1,KEF2- КОЭФФИЦИЕНТЫ ЗАПОЛНЕНИЯ ПАКЕТОВ СТАТОРА И РОТОРА
C*      СТАЛЬЮ ПО ДЛИНЕ
      KEF1=.93
      KEF2=.95
C* KL1 (KL2)- ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАКЕТА СТАТОРА (РОТОРА)
C*      К РАСЧЕТНОЙ ДЛИНЕ
      KL1=.98
      KL2=1.02
C* ROSVV (RORVV)- УДЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ МАТЕРИАЛА ОБМОТКИ СТАТОРА
C*      (РОТОРА), УВЕЛИЧЕННОЕ В 1000000 РАЗ (ОМ*М*1E+8)
      ROSVV=2.13
      ROS=ROSVV*1E-8
      RORVV=3.6
      ROR=RORVV*1E-8
C* KZS (KZR)- КОЭФФИЦИЕНТ ЗАПОЛНЕНИЯ ПАЗОВ СТАТОРА (РОТОРА)
C*      МАТЕРИАЛОМ ПРОВОДНИКА
      KZS=.35
      KZR=1.
C* ALTEPL- КОЭФФИЦИЕНТ ТЕПЛООТДАЧИ НАРУЖН.ПОВЕРХНОСТИ, ВТ/(М*М*ГРАД)
      ALTEPL=10.
C* A1- ЧИСЛО ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЕТВЕЙ СТАТОРНОЙ ОБМОТКИ
      A1=1
C* JEST- ПРИЗНАК ЖЕСТКОСТИ СТАТОРНОЙ СЕКЦИИ (1-ЖЕСТК.,0-МЯГК.)
      JEST=0
C* KA1 (KA2)- ЧИСЛО РЯДОВ АКСИАЛЬНЫХ ВЕНТИЛЯЦ.КАНАЛОВ СТАТОРА (РОТОРА)
      KA1=0
      KA2=0
C* DA1VV (DA2VV)- ДИАМЕТР АКСИАЛЬН.ВЕНТИЛЯЦ.КАНАЛА СТАТОРА (РОТОРА), ММ
      DA1VV=0.
      DA1=DA1VV*1E-3
      DA2VV=0.
      DA2=DA2VV*1E-3
C* KT1- ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАЗОВОЙ ЧАСТИ ОБМОТКИ К ДЛИНЕ ПАКЕТА СТАТОРА
      KT1=1.
C* KT2- ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ СТЕРЖНЯ РОТОРА К ДЛИНЕ ПАКЕТА РОТОРА
      KT2=1.
C* GD- КОЭФФИЦ.,УЧИТЫВАЮЩИЙ ОТВЕТВЛЕНИЕ ЧАСТИ МАГН.ПОТОКА ЧЕРЕЗ ВАЛ
      GD=.085
C* DRVV- ВНУТРЕННИЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА,ММ
      DRVV=7.
      DR=DRVV*1E-3
C* DRDD- ВНУТРЕННИЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА В ДОЛЯХ ОТ D
      DRDD=0.
C* AL,BL,CL- ПАРАМЕТРЫ ДЛЯ РАСЧЕТА ДЛИНЫ И ВЫЛЕТА ЛОБОВЫХ ЧАСТЕЙ СТАТОРА
      AL=1.3
      BL=0.
      CL=.26
C* ISTA- ТИП ПАЗА СТАТОРА (1-ТРАПЕЦИЕВИД.,2-ПРЯМОУГ.,3-ОВАЛЬН.)
      ISTA=1
C* DELVV- ВОЗДУШНЫЙ ЗАЗОР, ММ (АБСОЛЮТНОЕ ЗНАЧЕНИЕ)
      DELVV=.15
      DEL=DELVV*1E-3
C* DELDD- ВОЗДУШНЫЙ ЗАЗОР В ДОЛЯХ ПОЛЮСНОГО ДЕЛЕНИЯ
      DELDD=0.
C* HZSMVV- МИНИМАЛЬНАЯ ВЫСОТА ЗУБЦА СТАТОРА, ММ
      HZSMVV=1.
      HZSM=HZSMVV*1E-3
C* HJSMVV- МИНИМАЛЬНАЯ ТОЛЩИНА ЯРМА СТАТОРА, ММ
      HJSMVV=1.
      HJSM=HJSMVV*1E-3
C* BPSVV- ОТКРЫТИЕ ПАЗА СТАТОРА, ММ (АБСОЛЮТНОЕ ЗНАЧЕНИЕ)
      BPSVV=1.
      BPS=BPSVV*1E-3
C* BPSDD- ОТКРЫТИЕ ПАЗА СТАТОРА В ДОЛЯХ TS (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ СТАТ.)
      BPSDD=0.
```



```
C* HUSVV- ВЫСОТА ШЛИЦА (УСИКА) ПАЗА СТАТОРА, ММ
      HUSVV=.4
      HUS=HUSVV*1E-3
C* HUSDD- ВЫСОТА ШЛИЦА (УСИКА) ПАЗА СТАТОРА В ДОЛЯХ TS (ЗУБЦ.ДЕЛ.)
      HUSDD=0.
C* PLSMVV- МИНИМАЛЬНАЯ ВЕЛИЧИНА "ПЛЕЧИКА" ЗУБЦА СТАТОРА, ММ
      PLSMVV=.4
      PLSM=PLSMVV*1E-3
C* PS- УГОЛ У КОРОНКИ ПАЗА СТАТОРА (ДЛЯ ТРАПЕЦ.ПАЗА) В ГРАДУСАХ
      PS=30.
C* IROT- ТИП ПАЗА РОТОРА (1-ТРАПЕЦЕИД.,2-ПРЯМОУГ.,3-ОВАЛЬН.)
      IROT=1
C* INEPRI- ФАКТОР НЕПРИЛЕГАНИЯ КОЛЬЦА РОТОРА К ПАКЕТУ (1-НЕ ПРИЛЕГАЕТ)
      INEPRI=0
C* PMEH-МЕХАНИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ, ВТ
      PMEH=.8
C* HZRMVV- МИНИМАЛЬНАЯ ВЫСОТА ЗУБЦА РОТОРА, ММ
      HZRMVV=1.
      HZRM=HZRMVV*1E-3
C* HJRMVV- МИНИМАЛЬНАЯ ТОЛЩИНА ЯРМА РОТОРА, ММ
      HJRMVV=1.
      HJRM=HJRMVV*1E-3
C* BPRMVV- МИНИМАЛЬНО ДОПУСТИМАЯ ШИРИНА ПАЗА РОТОРА У ОСНОВАНИЯ, ММ
      BPRMVV=1.
      BPRM=BPRMVV*1E-3
C* BPRVV- ОТКРЫТИЕ ПАЗА РОТОРА, ММ (АБСОЛЮТНОЕ ЗНАЧЕНИЕ)
      BPRVV=1.
      BPR=BPRVV*1E-3
C* BPRDD- ОТКРЫТИЕ ПАЗА РОТОРА В ДОЛЯХ TS (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ РОТ.)
      BPRDD=0.
C* HURVV- ВЫСОТА ШЛИЦА (УСИКА) ПАЗА РОТОРА, ММ
      HURVV=.4
      HUR=HURVV*1E-3
C* HURDD- ВЫСОТА ШЛИЦА (УСИКА) ПАЗА РОТОРА В ДОЛЯХ TR (ЗУБЦ.ДЕЛ.)
      HURDD=0.
C* PR- УГОЛ У КОРОНКИ ПАЗА РОТОРА (ДЛЯ ТРАПЕЦ.ПАЗА) В ГРАДУСАХ
      PR=30.
C* X,Y,Z,S,T- МАГНИТН.ИНДУКЦ.В ЗУБЦАХ СТАТОРА, ЯРМЕ СТАТОРА, ЗУБЦАХ
C       РОТОРА, ЯРМЕ РОТОРА, ВОЗДУШНОМ ЗАЗОРЕ, ТЛ
      X=1.2
      Y=1.1
      Z=1.3
      S=1.25
      T=.6
C* UVV- ОТНОШЕН.ЛИНЕЙН.НАГР.К ПЛОТН.ТОКА СТАТОРА A/J (РАЗМЕРН.-ММ)
      UVV=2.
      U=UVV*1E-3
C* VVV- ПРОИЗВЕДЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКИ НА ПЛОТНОСТЬ ТОКА СТАТОРА A*J
C       (РАЗМЕРНОСТЬ- A**2/MM**3)
      VVV=58.0
      V=VVV*1E+9
C* MMDOP- ДОПУСТИМОЕ ЗНАЧЕНИЕ МАКСИМАЛЬНОГО МОМЕНТА, Н*М
      MMDOP=.1
C* MPDOP- ДОПУСТИМОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПУСКОВОГО МОМЕНТА, Н*М
      MPDOP=.08
C* SSDOP- МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМОЕ СКОЛЬЖЕНИЕ
      SSDOP=.3
C* YLDOP- МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМАЯ РАСЧЕТНАЯ ДЛИНА, ММ
      YLDOP=85.
      LDOP=YLDOP*1E-3
C* TEMDOP- МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМОЕ ПРЕВЫШЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НАРУЖНОЙ
C       ПОВЕРХНОСТИ НАД ТЕМПЕРАТУРОЙ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ, К
      TEMDOP=65.
C* AX(1),AX(2),AX(3)- СРЕДН.,ВЕРХН.,НИЖН. УРОВЕНЬ ИНДУКЦ.В ЗУБЦ.СТАТ.,ТЛ
      AX(1)=1.3
      AX(2)=1.5
      AX(3)=1.1
C* AY(1),AY(2),AY(3)- СРЕДН.,ВЕРХН.,НИЖН. УРОВЕНЬ ИНДУКЦ.В ЯРМЕ СТАТ.,ТЛ
      AY(1)=1.1
      AY(2)=1.3
      AY(3)=0.9
C* AZ(1),AZ(2),AZ(3)- СРЕДН.,ВЕРХН.,НИЖН. УРОВЕНЬ ИНДУКЦ.В ЗУБЦ.РОТ.,ТЛ
      AZ(1)=1.4
      AZ(2)=1.6
      AZ(3)=1.2
C* AS(1),AS(2),AS(3)- СРЕДН.,ВЕРХН.,НИЖН. УРОВЕНЬ ИНДУКЦ.В ЯРМЕ РОТ.,ТЛ
      AS(1)=1.35
      AS(2)=1.5
      AS(3)=1.2
C* AT(1),AT(2),AT(3)- СРЕДН.,ВЕРХН.,НИЖН. УРОВЕНЬ ИНДУКЦ.В ВОЗД.ЗАЗОРЕ,ТЛ
      AT(1)=.5
      AT(2)=.7
      AT(3)=.3
C* AU1VV,AU2VV,AU3VV- СРЕДНИЙ,ВЕРХНИЙ И НИЖНИЙ УРОВЕНЬ ОТНОШЕНИЯ
C       ЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКИ К ПЛОТНОСТИ ТОКА СТАТОРА A/J (РАЗМЕРН.-ММ)
      AU1VV=2.
      AU(1)=AU1VV*1E-3
      AU2VV=3.
      AU(2)=AU2VV*1E-3
```

```
      AU3VV=1.
      AU(3)=AU3VV*1E-3
C* AV1VV,AV2VV,AU3VV- СРЕДНИЙ,ВЕРХНИЙ И НИЖНИЙ УРОВЕНЬ ПРОИЗВЕДЕНИЯ
C     ЛИН.НАГРУЗКИ НА ПЛОТНОСТЬ ТОКА СТАТОРА A*J (РАЗМЕРН.-А**2/ММ**3)
      AV1VV=40.
      AV(1)=AV1VV*1E+9
      AV2VV=55.
      AV(2)=AV2VV*1E+9
      AV3VV=25.
      AV(3)=AV3VV*1E+9
C* DIF- КРИТЕРИЙ ОКОНЧАНИЯ ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ПРОЦЕДУРЫ
      DIF=.0001
C* EM- КОЭФФИЦИЕНТ ОТОБРАЖЕНИЯ В ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ПРОЦЕДУРЕ
      EM=1.3
C* BJSHZS- ОТНОШЕНИЕ ИНДУКЦИИ В ЗУБЦАХ К ИНДУКЦИИ В ЯРМЕ ДЛЯ СТАТОРА
      BJSHZS=.9
C* BJRHZR- ОТНОШЕНИЕ ИНДУКЦИИ В ЗУБЦАХ К ИНДУКЦИИ В ЯРМЕ ДЛЯ РОТОРА
      BJRHZR=.9
C*** ГРУППА КОЭФФИЦИЕНТОВ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ:
C* POT- ДЛЯ СУММАРНЫХ ПОТЕРЬ
      POT=1.
C* ORE- ДЛЯ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ
      ORE=0.
C* GAB- ДЛЯ ВЫРАЖЕНИЯ (KL1*KT1*L + 2 * HHAFT)*(НАРУЖН.ДИАМ.DA)**2
      GAB=0.
C* GAM- ДЛЯ ВЫРАЖЕНИЯ (KL1*KT1*L)*(НАРУЖН.ДИАМ.DA)**2
      GAM=0.
C* VSO- ДЛЯ ОБ"ЕМА СТАТОРНОЙ ОБМОТКИ
      VSO=0.
C* VRO- ДЛЯ ОБ"ЕМА РОТОРНОЙ ОБМОТКИ
      VRO=0.
C* VSS- ДЛЯ ОБ"ЕМА СТАТОРНОГО СЕРДЕЧНИКА
      VSS=0.
C* VRS- ДЛЯ ОБ"ЕМА РОТОРНОГО СЕРДЕЧНИКА
      VRS=0.
C* ПАРАМЕТРЫ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ПРИ РЕДАКТИРОВАНИИ:
      IL1=0
      IL2=0
      IL3=0
      IL4=0
      IL5=0
      IL6=0
      IL7=0
      IL8=0
C     *****************
C     * ЗАКАЗ ПЕЧАТИ *
C     *****************
10    TYPE *,'ДЛЯ ЗАКАЗА ПЕЧАТИ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ВВЕДИТЕ "1".'
      TYPE *,'ЕСЛИ ПЕЧАТЬ ИСХ.ДАННЫХ НЕ НУЖНА, НАЖМИТЕ КЛАВИШУ "ВК".'
      ACCEPT 600,IISH
      TYPE *,'ЧТОБЫ ЗАКАЗАТЬ ПЕЧАТЬ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА, ВВЕДИТЕ "1".'
      TYPE *,'ЕСЛИ ПЕЧАТЬ РЕЗУЛЬТАТОВ НЕ НУЖНА, НАЖМИТЕ КЛАВИШУ "ВК".'
      ACCEPT 600,IREZ
      TYPE *,'*** ЗАКАЗ ПЕЧАТИ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ-',IISH,'(0-НЕТ ЗАКАЗА)'
      TYPE *,'*** ЗАКАЗ ПЕЧАТИ РЕЗУЛЬТАТОВ-',IREZ,'(0-НЕТ ЗАКАЗА)'
      TYPE *,'     ЕСЛИ ЗАКАЗ ВАС УСТРАИВАЕТ, НАЖМИТЕ "ВК"'
      TYPE *,'     ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ЗАКАЗ ПЕЧАТИ, ВВЕДИТЕ "1"'
      ACCEPT 600,K
      IF (K.NE.0) GO TO 10
C     ****************************************
C     * ВВОД ПЕРВОЙ ГРУППЫ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ *
C     ****************************************
15    TYPE *,'1)ТИП РАСЧЕТНОЙ ПРОЦЕДУРЫ (1,2,3,4) (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО) I ?'
      TYPE *,'(1-ОПТИМИЗАЦИЯ ПО СЕМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ НАГРУЗКАМ)'
      TYPE *,'(2-РАСЧЕТ ПО СЕМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ НАГРУЗКАМ)'
      TYPE *,'(3-ФОРМИРОВАНИЕ СВОДНОЙ ТАБЛИЦЫ ДЛЯ 32 ВАРИАНТОВ)'
      TYPE *,'(4-ПОВЕРОЧНЫЙ РАСЧЕТ ПО ШЕСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ НАГРУЗКАМ'
      TYPE *,'    С ВОЗМОЖНОСТЬЮ ИСПЫТАНИЯ РАЗЛИЧНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ДЛИНЫ L)'
      ACCEPT 600,I
      IF (I.LE.0) GO TO 25
      IF (I.LE.4) GO TO 30
25    TYPE *,'НАБРАН НЕВЕРНЫЙ ТИП РАСЧЕТНОЙ ПРОЦЕДУРЫ'
      GO TO 15
30    IF (IL1.NE.99) GO TO 100
32    TYPE *,'2)ЧИСЛО ФАЗ СТАТОРА- M1 (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО) ?'
      ACCEPT 600,M1
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
33    TYPE *,'3)ЧИСЛО ПАР ПОЛЮСОВ- P (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО) ?'
      ACCEPT 600,P
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
34    TYPE *,'4)ЧИСЛО ЗУБЦОВ СТАТОРА- Z1 (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО) ?'
      ACCEPT 610,Z1
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
35    TYPE *,'5)ЧИСЛО ЗУБЦОВ РОТОРА- Z2 (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО) ?'
      ACCEPT 610,Z2
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
36    TYPE *,'6)МАРКА СТАЛИ СТАТОРА- MSTSTA (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО) ?'
      TYPE *,'(1211,1212,1213,2011,2012,2013,2211,2312,2411)'
      ACCEPT 610,MSTSTA
```



```
C**** ФОРМИРОВАНИЕ РАБОЧИХ МАССИВОВ HZ1 И HJ1
C     (НАПРЯЖЕННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЗУБЦАХ И ЯРМЕ СТАТОРА)
      IF (MSTSTA.LT.1211) GO TO 42
      IF (MSTSTA.GT.1213) GO TO 42
      DO 40 K=1,21
      HZ1(K)=HZ1213(K)
40    HJ1(K)=HJ1213(K)
      GO TO 56
42    IF (MSTSTA.LT.2011) GO TO 46
      IF (MSTSTA.GT.2013) GO TO 46
      DO 44 K=1,21
      HZ1(K)=HZ2013(K)
44    HJ1(K)=HJ2013(K)
      GO TO 56
46    IF (MSTSTA.LT.2211) GO TO 50
      IF (MSTSTA.GT.2312) GO TO 50
      DO 48 K=1,21
      HZ1(K)=HZ2312(K)
48    HJ1(K)=HJ2312(K)
      GO TO 56
50    IF (MSTSTA.NE.2411) GO TO 54
      DO 52 K=1,21
      HZ1(K)=HZ2411(K)
52    HJ1(K)=HJ2411(K)
      GO TO 56
54    TYPE *,'МАРКА СТАЛИ СТАТОРА НЕ ИДЕНТИФИЦИРОВАНА'
      GO TO 36
56    IF (IL1.NE.99) GO TO 100
57    TYPE *,'7)МАРКА СТАЛИ РОТОРА- MSTROT (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО) ?'
      TYPE *,'(1211,1212,1213,2011,2012,2013,2211,2312,2411)'
      ACCEPT 610,MSTROT
C**** ФОРМИРОВАНИЕ РАБОЧИХ МАССИВОВ HZ2 И HJ2
C     (НАПРЯЖЕННОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ЗУБЦАХ И ЯРМЕ РОТОРА)
      IF (MSTROT.LT.1211) GO TO 62
      IF (MSTROT.GT.1213) GO TO 62
      DO 60 K=1,21
      HZ2(K)=HZ1213(K)
60    HJ2(K)=HJ1213(K)
      GO TO 76
62    IF (MSTROT.LT.2011) GO TO 66
      IF (MSTROT.GT.2013) GO TO 66
      DO 64 K=1,21
      HZ2(K)=HZ2013(K)
64    HJ2(K)=HJ2013(K)
      GO TO 76
66    IF (MSTROT.LT.2211) GO TO 70
      IF (MSTROT.GT.2312) GO TO 70
      DO 68 K=1,21
      HZ2(K)=HZ2312(K)
68    HJ2(K)=HJ2312(K)
      GO TO 76
70    IF (MSTROT.NE.2411) GO TO 74
      DO 72 K=1,21
      HZ2(K)=HZ2411(K)
72    HJ2(K)=HJ2411(K)
      GO TO 76
74    TYPE *,'МАРКА СТАЛИ РОТОРА НЕ ИДЕНТИФИЦИРОВАНА'
      GO TO 57
76    IF (IL1.NE.99) GO TO 100
78    TYPE *,'8)НОМИНАЛЬНАЯ МОЩНОСТЬ, ВТ- P2 ?'
      ACCEPT 620,P2
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
79    TYPE *,'9)НАПРЯЖЕНИЕ (НА ФАЗУ СТАТОРА), В- U1 ?'
      ACCEPT 620,U1
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
80    TYPE *,'10)ЧАСТОТА ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ, ГЦ- FR ?'
      ACCEPT 620,FR
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
81    TYPE *,'11)НАРУЖНЫЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА СТАТОРА, ММ- DAVV ?'
      ACCEPT 620,DAVV
      DA=DAVV*1E-3
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
82    TYPE *,'12)ОТНОШЕНИЕ ПЛОТН.ТОКА В К.З.КОЛЬЦАХ К ПЛОТНОСТИ ТОКА'
      TYPE *,'    В СТЕРЖНЯХ- NU ?'
      ACCEPT 620,NU
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
83    TYPE *,'13)КОЭФФИЦ.ДОБАВОЧНЫХ ПОТЕРЬ- KDOB ?'
      ACCEPT 620,KDOB
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
84    TYPE *,'14)УДЕЛЬН.ПОТЕРИ В СТАЛИ СТАТ., ВТ/КГ (ПРИ B=1ТЛ)-PUD ?'
      ACCEPT 620,PUD
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
85    TYPE *,'15)УКОРОЧЕНИЕ СТАТАТОРНОЙ ОБМОТКИ- BET ?'
      ACCEPT 620,BET
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
86    TYPE *,'16)ОБМОТОЧНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ ДЛЯ СТАТОРА- KOB ?'
      ACCEPT 620,KOB
      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
87    TYPE *,'17)КОЭФФИЦИЕНТ СКОСА ПАЗОВ РОТОРА- KSK ?'
      ACCEPT 620,KSK
```

```
88      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
        TYPE *,'18)КОЭФФИЦ.ЗАПОЛН.ПАКЕТА СТАТОРА СТАЛЬЮ ПО ДЛИНЕ-KEF1 ?'
        ACCEPT 620,KEF1
89      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
        TYPE *,'19)КОЭФФИЦ.ЗАПОЛН.ПАКЕТА РОТОРА СТАЛЬЮ ПО ДЛИНЕ- KEF2 ?'
        ACCEPT 620,KEF2
90      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
        TYPE *,'20)ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАКЕТА СТАТ. К РАСЧЕТНОЙ ДЛИНЕ-KL1 ?'
        ACCEPT 620,KL1
91      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
        TYPE *,'21)ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАКЕТА РОТОРА К РАСЧЕТН.ДЛИНЕ- KL2 ?'
        ACCEPT 620,KL2
92      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
        TYPE *,'22)УДЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ОБМОТКИ СТАТОРА, УВЕЛИЧЕННОЕ'
        TYPE *,'В 10**8 РАЗ- ROSVV ?(ДЛЯ МЕДИ ПРИ 75 ГРАД. ROSVV=2.13)'
        ACCEPT 620,ROSVV
        ROS=ROSVV*1E-8
93      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
        TYPE *,'23)УДЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ОБМОТКИ РОТОРА, УВЕЛИЧЕННОЕ'
        TYPE *,'В 10**8 РАЗ - RORVV ?(ДЛЯ МЕДИ ПРИ 75 ГРАД. RORVV=2.13)'
        ACCEPT 620,RORVV
        ROR=RORVV*1E-8
94      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
        TYPE *,'24) КОЭФФИЦ.ЗАПОЛНЕНИЯ ПАЗА СТАТОРА ПРОВОДНИКОМ- KZS ?'
        ACCEPT 620,KZS
95      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
        TYPE *,'25) КОЭФФИЦ.ЗАПОЛНЕНИЯ ПАЗА РОТОРА ПРОВОДНИКОМ- KZR ?'
        ACCEPT 620,KZR
96      IF (IL1.NE.99) GO TO 100
        TYPE *,'26) КОЭФФИЦ.ТЕПЛООТДАЧИ НАРУЖН.ПОВЕРХНОСТИ- ALTEPL ?'
100     ACCEPT 620,ALTEPL
        TYPE *,'******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ПЕРВАЯ ГРУППА)'
        TYPE *,' 1)        I=',I,'(ТИП РАСЧЕТНОЙ ПРОЦЕДУРЫ)'
        TYPE *,' 2)       M1=',M1,'                     3)       P=',P
        TYPE *,' 4)       Z1=',Z1,'                     5)      Z2=',Z2
        TYPE *,' 6)MSTSTA=',MSTSTA,'               7)MSTROT=',MSTROT
        TYPE *,' 8)       P2=',P2,'        9)       U1=',U1
        TYPE *,'10)       FR=',FR,'       11)     DAVV=',DAVV
        TYPE *,'12)       NU=',NU,'       13)     KDOB=',KDOB
        TYPE *,'14)      PUD=',PUD,'      15)      BET=',BET
        TYPE *,'16)      KOB=',KOB,'      17)      KSK=',KSK
        TYPE *,'18)     KEF1=',KEF1,'      19)     KEF2=',KEF2
        TYPE *,'20)      KL1=',KL1,'      21)      KL2=',KL2
        TYPE *,'22)    ROSVV=',ROSVV,'    23)    RORVV=',RORVV
        TYPE *,'24)      KZS=',KZS,'      25)      KZR=',KZR
        TYPE *,'26)ALTEPL=',ALTEPL
        CALL ESL
        ACCEPT 600,IL1
        IF (IL1.GE.27) GO TO 15
        IF (IL1.EQ.0) GO TO 105
        GO TO (15,32,33,34,35,36,57,78,79,80,81,82,83,84,85,86,
     *  87,88,89,90,91,92,93,94,95,96),IL1
105     IF (IISM.EQ.0) GO TO 110
        PRINT *,'******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ПЕРВАЯ ГРУППА)'
        PRINT *,' 1)        I=',I,'-ТИП РАСЧЕТНОЙ ПРОЦЕДУРЫ'
        PRINT *,' 2)       M1=',M1,'-ЧИСЛО ФАЗ СТАТОРНОЙ ОБМОТКИ'
        PRINT *,' 3)        P=',P,'-ЧИСЛО ПАР ПОЛЮСОВ'
        PRINT *,' 4)       Z1=',Z1,'-ЧИСЛО ЗУБЦОВ СТАТОРА'
        PRINT *,' 5)       Z2=',Z2,'-ЧИСЛО ЗУБЦОВ РОТОРА'
        PRINT *,' 6)MSTSTA=',MSTSTA,'-МАРКА СТАЛИ СТАТОРА'
        PRINT *,' 7)MSTROT=',MSTROT,'-МАРКА СТАЛИ РОТОРА'
        PRINT *,' 8)       P2=',P2,'-НОМИНАЛЬНАЯ ПОЛЕЗНАЯ МОЩНОСТЬ, ВТ'
        PRINT *,' 9)       U1=',U1,'-НАПРЯЖЕНИЕ НА ФАЗУ СТАТОРА, В'
        PRINT *,'10)       FR=',FR,'-ЧАСТОТА ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ, ГЦ'
        PRINT *,'11)     DAVV=',DAVV,'-НАРУЖН.ДИАМЕТР ПАКЕТА СТАТОРА, ММ'
        PRINT *,'12)       NU=',NU,'-ОТНОШЕНИЕ ПЛОТНОСТИ ТОКА В КОЛЬЦАХ'
        PRINT *,'                          К ПЛОТН.ТОКА В СТЕРЖНЯХ'
        PRINT *,'13)     KDOB=',KDOB,'-КОЭФФИЦ.ДОБАВОЧНЫХ ПОТЕРЬ'
        PRINT *,'14)      PUD=',PUD,'-УДЕЛЬНЫЕ ПОТЕРИ В СТАЛИ'
        PRINT *,'                          СТАТОРА, ВТ/КГ (ПРИ В=1 ТЛ)'
        PRINT *,'15)      BET=',BET,'-ОТНОШЕНИЕ ШИРИНЫ СТАТОРНОЙ КАТУШКИ К'
        PRINT *,'                          ПОЛЮСНОМУ ДЕЛЕНИЮ'
        PRINT *,'16)      KOB=',KOB,'-ОБМОТОЧНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ ДЛЯ СТАТОРА'
        PRINT *,'17)      KSK=',KSK,'-КОЭФФИЦ.СКОСА ПАЗОВ РОТОРА'
        PRINT *,'18)     KEF1=',KEF1,'-КОЭФФИЦ.ЗАПОЛНЕНИЯ ПАКЕТА СТАТОРА'
        PRINT *,'                          СТАЛЬЮ ПО ДЛИНЕ'
        PRINT *,'19)     KEF2=',KEF2,'-КОЭФФИЦ.ЗАПОЛНЕНИЯ ПАКЕТА РОТОРА'
        PRINT *,'                          СТАЛЬЮ ПО ДЛИНЕ'
        PRINT *,'20)      KL1=',KL1,'-ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАКЕТА СТАТОРА'
        PRINT *,'                          К РАСЧЕТНОЙ ДЛИНЕ L'
        PRINT *,'21)      KL2=',KL2,'-ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАКЕТА РОТОРА'
        PRINT *,'                          К РАСЧЕТНОЙ ДЛИНЕ L'
        PRINT *,'22) ROSVV=',ROSVV,'-УДЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ МАТЕРИАЛА'
        PRINT *,'        ОБМОТКИ СТАТОРА (ОМ*М), УВЕЛИЧЕННОЕ В 100000000 РАЗ'
        PRINT *,'23) RORVV=',RORVV,'-УДЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ МАТЕРИАЛА'
        PRINT *,'        ОБМОТКИ РОТОРА (ОМ*М), УВЕЛИЧЕННОЕ В 100000000 РАЗ'
        PRINT *,'24)      KZS=',KZS,'-КОЭФФ.ЗАПОЛНЕНИЯ ПАЗА СТАТ.ПРОВОДН.'
        PRINT *,'25)      KZR=',KZR,'-КОЭФФ.ЗАПОЛНЕНИЯ ПАЗА РОТ.ПРОВОДН.'
        PRINT *,'26)ALTEPL=',ALTEPL,'-КОЭФФИЦ.ТЕПЛООТДАЧИ, ВТ/(М**2*...
```



```
C       ************************************
C       * ВВОД ВТОРОЙ ГРУППЫ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ *
C       ************************************
110     IF (IL2.NE.99) GO TO 126
111     TYPE *,'1)ЧИСЛО ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЕТВЕЙ ОБМОТКИ СТАТОРА A1 (ЦЕЛОЕ) ?'
        ACCEPT 600,A1
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
112     TYPE *,'2)ПРИЗНАК ЖЕСТКОСТИ СТАТОРНЫХ СЕКЦИЙ JEST (ЦЕЛОЕ) ?'
        TYPE *,'    (ДЛЯ МЯГКИХ СЕКЦИЙ JEST=0, ДЛЯ ЖЕСТКИХ - 1)'
        ACCEPT 600,JEST
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
113     TYPE *,'3)ЧИСЛО РЯДОВ АКС.ВЕНТИЛ.КАНАЛОВ СТАТОРА- MA1 (ЦЕЛОЕ) ?'
        ACCEPT 600,MA1
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
114     TYPE *,'4)ЧИСЛО РЯДОВ АКС.ВЕНТИЛ.КАНАЛОВ РОТОРА- MA2 (ЦЕЛОЕ) ?'
        ACCEPT 600,MA2
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
115     TYPE *,'5)ДИАМЕТР АКСИАЛЬНОГО ВЕНТ.КАНАЛА СТАТОРА, ММ- DA1VV ?'
        ACCEPT 620,DA1VV
        DA1=DA1VV*1E-3
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
116     TYPE *,'6)ДИАМЕТР АКСИАЛЬНОГО ВЕНТ.КАНАЛА РОТОРА, ММ- DA2VV ?'
        ACCEPT 620,DA2VV
        DA2=DA2VV*1E-3
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
117     TYPE *,'7)ВНУТРЕННИЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА, ММ- DRVV ?'
        ACCEPT 620,DRVV
        DR=DRVV*1E-3
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
118     TYPE *,'8)ВНУТРЕННИЙ ДИАМ. ПАКЕТА РОТОРА В ДОЛЯХ D- DROD ?'
        ACCEPT 620,DROD
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
119     TYPE *,'9)ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАКЕТА ПАЗОВОЙ ЧАСТИ ОБМОТКИ'
        TYPE *,'  СТАТОРА К ДЛИНЕ ПАКЕТА СТАТОРА- KT1 ?'
        ACCEPT 620,KT1
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
120     TYPE *,'10)ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ СТЕРЖНЯ К ДЛИНЕ ПАКЕТА РОТОРА- KT2 ?'
        ACCEPT 620,KT2
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
121     TYPE *,'11)КОЭФФИЦИЕНТ ОТВЕТВЛЕНИЯ МАГН.ПОТОКА ЧЕРЕЗ ВАЛ- GD ?'
        ACCEPT 620,GD
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
122     TYPE *,'12)ПАРАМЕТР ДЛЯ РАСЧЕТА ДЛИНЫ И ВЫЛЕТА ЛОБОВ. ЧАСТИ AL ?'
        ACCEPT 620,AL
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
123     TYPE *,'13)ПАРАМЕТР ДЛЯ РАСЧЕТА ДЛИНЫ И ВЫЛЕТА ЛОБОВ. ЧАСТИ BL ?'
        ACCEPT 620,BL
        IF (JEST.EQ.1) GO TO 126
        IF (IL2.NE.99) GO TO 126
124     TYPE *,'14)ПАРАМЕТР ДЛЯ РАСЧЕТА ВЫЛЕТА ЛОБОВ. ЧАСТИ CL ?'
        ACCEPT 620,CL
126     TYPE *,'******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ВТОРАЯ ГРУППА)'
        TYPE *,' 1)     A1=',A1,' -ЧИСЛО ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЕТВЕЙ'
        TYPE *,' 2)   JEST=',JEST,' -ПРИЗНАК ЖЕСТКОСТИ СТАТОРНЫХ СЕКЦИЙ'
        TYPE *,' 3)    MA1=',MA1,' -ЧИСЛО РЯДОВ АКС.ВЕНТ.КАНАЛОВ СТАТОРА'
        TYPE *,' 4)    MA2=',MA2,' -ЧИСЛО РЯДОВ АКС.ВЕНТ.КАНАЛОВ РОТОРА'
        TYPE *,' 5)DA1VV=',DA1VV,'-ДИАМ.АКС.ВЕНТ.КАНАЛА СТАТОРА, ММ'
        TYPE *,' 6)DA2VV=',DA2VV,'-ДИАМ.АКС.ВЕНТ.КАНАЛА РОТОРА, ММ'
        TYPE *,' 7)DRVV=',DRVV,'-ВНУТРЕННИЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА, ММ'
        TYPE *,' 8)DROD=',DROD,'-ВНУТР.ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА В ДОЛЯХ D'
        TYPE *,' 9) KT1=',KT1,'-ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАЗОВОЙ ЧАСТИ ОБМОТКИ'
        TYPE *,'                       К ДЛИНЕ ПАКЕТА СТАТОРА'
        TYPE *,'10) KT2=',KT2,'-ОТНОШ.ДЛИНЫ СТЕРЖНЯ К ДЛИНЕ ПАК.РОТОРА'
        TYPE *,'11)  GD=',GD,'-КОЭФФ.ОТВЕТВЛЕНИЯ МАГН.ПОТОКА ЧЕРЕЗ ВАЛ'
        TYPE *,'12)  AL=',AL,'(ДЛЯ РАСЧЕТА ДЛИНЫ И ВЫЛЕТА ЛОБОВОЙ ЧАСТИ)'
        TYPE *,'13)  BL=',BL,'(ДЛЯ РАСЧЕТА ДЛИНЫ И ВЫЛЕТА ЛОБОВОЙ ЧАСТИ)'
        IF (JEST.EQ.1) GO TO 128
        TYPE *,'14)  CL=',CL,'(ДЛЯ РАСЧЕТА ВЫЛЕТА ЛОБОВОЙ ЧАСТИ)'
128     CALL ESL
        ACCEPT 600,IL2
        IF (IL2.GE.15) GO TO 110
        IF (IL2.EQ.0) GO TO 130
        GO TO (111,112,113,114,115,116,117,118,119,120,121,122,123,
     *  124),IL2
130     IF (IISM.EQ.0) GO TO 999
        PRINT *,'******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ВТОРАЯ ГРУППА)'
        PRINT *,' 1)     A1=',A1,' -ЧИСЛО ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЕТВЕЙ'
        PRINT *,' 2)   JEST=',JEST,' -ПРИЗНАК ЖЕСТКОСТИ СТАТОРНЫХ СЕКЦИЙ'
        PRINT *,' 3)    MA1=',MA1,' -ЧИСЛО РЯДОВ АКС.ВЕНТ.КАНАЛОВ СТАТОРА'
        PRINT *,' 4)    MA2=',MA2,' -ЧИСЛО РЯДОВ АКС.ВЕНТ.КАНАЛОВ РОТОРА'
        PRINT *,' 5)DA1VV=',DA1VV,'-ДИАМ.АКС.ВЕНТ.КАНАЛА СТАТОРА, ММ'
        PRINT *,' 6)DA2VV=',DA2VV,'-ДИАМ.АКС.ВЕНТ.КАНАЛА РОТОРА, ММ'
        PRINT *,' 7)DRVV=',DRVV,'-ВНУТРЕННИЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА, ММ'
        PRINT *,' 8)DROD=',DROD,'-ВНУТР.ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА В ДОЛЯХ D'
        PRINT *,' 9) KT1=',KT1,'-ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАЗОВОЙ ЧАСТИ ОБМОТКИ'
        PRINT *,'                       К ДЛИНЕ ПАКЕТА СТАТОРА'
        PRINT *,'10) KT2=',KT2,'-ОТНОШ.ДЛИНЫ СТЕРЖНЯ К ДЛИНЕ ПАК.РОТОРА'
        PRINT *,'11)  GD=',GD,'-КОЭФФ.ОТВЕТВЛЕНИЯ МАГН.ПОТОКА ЧЕРЕЗ ВАЛ'
```

```
      PRINT *,'13)  BL=',BL,'(ДЛЯ РАСЧЕТА ДЛИНЫ И ВЫЛЕТА ЛОБОВОЙ ЧАСТИ)'
      IF (JEST.EQ.1) GO TO 999
      PRINT *,'14)  CL=',CL,'(ДЛЯ РАСЧЕТА ВЫЛЕТА ЛОБОВОЙ ЧАСТИ)'
600   FORMAT (I2)
610   FORMAT (I4)
620   FORMAT (F13.5)
999   RETURN
      END
```

RES — подпрограмма-диспетчер, активизирующая выполнение одной из четырех расчетных процедур (прогр. 8-5);

OGR — подпрограмма проверки пяти ограничений (прогр. 8-6);

POP — подпрограмма расчета поперечного сечения магнитопровода (прогр. 8-7);

HX, HY, HZ, HS — подпрограммы-функции, определяющие магнитную напряженность в зависимости от индукции в зубцах статора, ярме статора, зубцах ротора, ярме ротора соответственно (прогр. 8-8 — 8-11);

DLI — подпрограмма, устанавливающая расчетную длину l, соответствующую конкретному произведению V линейной нагрузки A и плотности тока статора J (прогр. 8-12);

VIH — подпрограмма расчета выходных показателей (прогр. 8-13);

KRI — подпрограмма расчета критерия G обеспечения требуемой механической мощности (прогр. 8-14);

VFA — подпрограмма определения фактического значения произведения AJ ($V_{факт}$) для данной расчетной длины l (прогр. 8-15);

PRP, PRV — подпрограммы выдачи результатов (прогр. 8-16 и 8-17): поперечного разреза магнитопровода (PRP) и выходных показателей (PRV).

Рекомендуем читателю первое ознакомление с программным обеспечением производить параллельно с изучением двенадцати советов.

Совет первый. Структура программного обеспечения должна соответствовать возможностям вычислительной машины. Например, комплект из 17 исходных программных модулей настоящей главы составлен с учетом реализуемости даже на малых вычислительных машинах: персональных компьютерах и мини-ЭВМ, у которых объем оперативного запоминающего устройства (ОЗУ) ограничен 64 килобайтами.

В процессе трансляции каждого из исходных модулей образуется соответствующий объектный модуль с расширением OBJ: GOL.OBJ; ESL.OBJ; VV1.OBJ; VV2.OBJ и т. д.

Объектные модули, как и исходные, размещены на внешнем запоминающем устройстве (обычно — магнитном диске) большой емкости. В частности, при использовании операционной системы РАФОС трансляцию с фортрана можно заказать путем набора текста: FOR, GOL, ESL, VV1, VV2, RES, OGR, POP, HX, HY, HZ, HS, DLI, VIH, KRI, VFA, PRP, PRV.


```
      SUBROUTINE VV2
C     ****************************
C     * ПОДПРОГРАММА "ВВОД 2" *
C     ****************************
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOB,KSR,MU,
     * KT1,KT2,LL1,L91,LAMP,LAMPR,LAMOS,LAMDR,KOLL,L,MM,MP,KDOB
      COMMON /YA/TAU,DIF,MSISTA,MSTROT,JISM,IREZ,PSUM,N,SPS,F,PI,KDOB
     * FOT,ORF,CAM,VSO,VRO,VSS,ZRS,CAB,TEM,ALTEPL,VFAKT,TOPS,G,EM,
     * GU1,GU2,UVJ,VVV,AU1,V,AU2VV,AUSVV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,
     * SSDOP,MMDOP,MPDOP,TEMDOP,LDOP,YLDOP,KOSVV,KONVV,DAVV,INEPHI,

     * DA,X,Y,Z,S,F,U,V,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     * HZSM,HJSM,PLSM,ISTA,HZRM,HJRM,BPRM,IROT,
     * HZSMVV,HJSMVV,PLSMVV,HZRMVV,HJRMVV,BPRMVV,
     * PLD,C,DRVV,DRDD,DR,DEL,DELDD,DELVV,BJSBZS,BJRBZR,
     * HOS,HOR,Z1,Z2,PS,PR,BET,KOB,KSR,MA1,DA1,DA1VV,MA2,DA2,DA2VV,
     * GU,KT1,KT2,AK,BK,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,
     * FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FMDS,KDEL,HGS,FSS,HUSC,RSR,RSH,HUNO,
     * PHEP,VR9,VR1,CR1,VX1,CX1,VR2,CR2,VX2,CX2,VRM,
     * VXM,BPSSR,HPS,HS1,HS2,HS3,DFRIM,HJR,HZR,TR,BPR,BPRDD,
     * BPRVV,HUR,HURDD,HURVV,BZR,BPR1,BPR2,H,HR1,HR2,SPR,HPR,
     * D,HIS,DEJS,HZS,TS,BZS,LEZS,BPS1,HPS2,
     * HUS,HUSDD,HUSVV,BPS,BPSDD,BPSVV,L,LOG,SIG,C1,
     * R1,EF1,R1,X1,R2,X2,MM,MM,R2G,X2G,COSF1,
     * MM,MP,SS,ALFA,W,Q,P2,M1,P,FR,M1,SFFF,AI,AL,BL,CL,JEST
      COMMON /YE/BO(21),
     * /YE1/H1(21)/YE2/HJ1(21),/YE3/HZ2(21)/YE4/HJ2(21)
      COMMON /YI/I,IL1,IL2,IL3,IL4,IL5,IL6,IL7,IL8
      COMMON /YG/AX(3),AY(3),AZ(3),AS(3),AT(3),AU(3),AV(3)
      INTEGER K,Z1,Z2,AI
C     ***************************************
C     * ВВОД ТРЕТЬЕЙ ГРУППЫ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ *
C     ***************************************
140   IF (IL3.NE.99) GO TO 160
141   TYPE *,'1)ТИП ПАЗА СТАТОРА- ISTA (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО) ?'
      TYPE *,'(1-ТРАПЕЦЕИДАЛЬНЫЙ, 2-ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ, 3-ОВАЛЬНЫЙ)'
      ACCEPT 600,ISTA
      IF (IL3.NE.99) GO TO 160
142   TYPE *,'2)ВОЗД.ЗАЗОР, ММ (АБСОЛ.ЗНАЧ.)- DELVV ?'
      ACCEPT 620,DELVV
      DEL=DELVV*1E-3
      IF (IL3.NE.99) GO TO 160
143   TYPE *,'3)ВОЗД.ЗАЗОР В ДОЛЯХ ПОЛЮСНОГО ДЕЛЕНИЯ- DELDD ?'
      ACCEPT 620,DELDD
      IF (IL3.NE.99) GO TO 170
144   TYPE *,'4)МИНИМ.ВЫСОТА ЗУБЦА СТАТОРА, ММ (АБСОЛЮТНОЕ ЗНАЧЕНИЕ)'
      TYPE *,'- HZSMVV ?'
      ACCEPT 620,HZSMVV
      HZSM=HZSMVV*1E-3
      IF (IL3.NE.99) GO TO 160
145   TYPE *,'5)МИНИМ.ТОЛЩИНА ЯРМА СТАТОРА, ММ (АБСОЛЮТНОЕ ЗНАЧЕНИЕ)'
      TYPE *,'- HJSMVV ?'
      ACCEPT 620,HJSMVV
      HJSM=HJSMVV*1E-3
      IF (IL3.NE.99) GO TO 160
      IF (ISTA.EQ.2) GO TO 160
151   TYPE *,'6)ОТКРЫТИЕ ПАЗА СТ., ММ (АБС.ЗНАЧ.)- BPSVV ?'
      ACCEPT 620,BPSVV
      BPS=BPSVV*1E-3
      IF (IL3.NE.99) GO TO 160
152   TYPE *,'7)ОТКРЫТИЕ ПАЗА СТ. В ДОЛЯХ TS (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ)'
      TYPE *,'- BPSDD ?'
      ACCEPT 620,BPSDD
      IF (IL3.NE.99) GO TO 160
153   TYPE *,'8)ВЫСОТА ШЛИЦА ПАЗА СТ., ММ (АБС.ЗНАЧ.)- HUSVV ?'
      ACCEPT 620,HUSVV
      HUS=HUSVV*1E-3
      IF (IL3.NE.99) GO TO 160
154   TYPE *,'9)ВЫСОТА ШЛИЦА ПАЗА СТ. В ДОЛЯХ TS (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ)'
      TYPE *,'- HUSDD ?'
      ACCEPT 620,HUSDD
      IF (IL3.NE.99) GO TO 160
155   TYPE *,'10)МИНИМАЛЬН.ВЕЛИЧИНА "ПЛЕЧИКА" ЗУБЦА СТАТОРА- PLSMVV ?'
      ACCEPT 620,PLSMVV
      PLSM=PLSMVV*1E-3
      IF (IL3.NE.99) GO TO 160
      IF (ISTA.NE.1) GO TO 160
156   TYPE *,'11)УГОЛ У КОРОНКИ ПАЗА СТАТОРА В ГРАДУСАХ- PS ?'
      ACCEPT 620,PS
160   TYPE *,'****** ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ТРЕТЬЯ ГРУППА)'
      TYPE *,'1)  ISTA=',ISTA,'-ТИП ПАЗА СТ.(1-ТРАП.,2-ПРЯМ.,3-ОВАЛ)'
      TYPE *,'2) DELVV=',DELVV,'-ВОЗД.ЗАЗОР, ММ (АБСОЛ.ЗНАЧ.)'
      TYPE *,'3) DELDD=',DELDD,'-ВОЗД.ЗАЗОР В ДОЛЯХ ПОЛЮСНОГО ДЕЛЕНИЯ
      TYPE *,'4)HZSMVV=',HZSMVV,'-МИНИМ.ВЫСОТА ЗУБЦА СТАТОРА, ММ'
      TYPE *,'5)HJSMVV=',HJSMVV,'-МИНИМ.ТОЛЩИНА ЯРМА СТАТОРА, ММ'
```

```
      IF (ISTA.EQ.2) GO TO 162
      TYPE *,'6) BPSVV=',BPSVV,'-ОТКРЫТИЕ ПАЗА СТАТ., ММ (АБС.ЗНАЧ.)'
      TYPE *,'7) BPSDD=',BPSDD,'-ОТКРЫТИЕ ПАЗА СТ. В ДОЛЯХ TS'
      TYPE *,'                              (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ СТАТОРА)'
      TYPE *,'8) HUSVV=',HUSVV,'-ВЫСОТА ШЛИЦА ПАЗА СТ.,ММ (АБС.ЗНАЧ.)'
      TYPE *,'9) HUSDD=',HUSDD,'-ВЫСОТА ШЛИЦА ПАЗА СТ. В ДОЛЯХ TS'
      TYPE *,'                              (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ СТАТОРА)'
      TYPE *,'10)PLSMVV=',PLSMVV,'-МИНИМ.ВЕЛИЧ."ПЛЕЧИКА" ЗУБЦА СТАТ.,ММ'
162   IF (ISTA.NE.1) GO TO 164
      TYPE *,'11)    PS=',PS,'-УГОЛ У КОРОНКИ ПАЗА СТАТОРА В ГРАДУСАХ'
164   CALL ESL
      ACCEPT 600,IL3
      IF (IL3.GE.12) GO TO 160
      IF (IL3.EQ.0) GO TO 170
      GO TO (141,142,143,144,145,151,152,153,154,155,156),IL3
170   IF (IISH.EQ.0) GO TO 180
      PRINT *,'******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ТРЕТЬЯ ГРУППА)'
      PRINT *,'1)  ISTA=',ISTA,'-ТИП ПАЗА СТ.(1-ТРАП.,2-ПРЯМ.,3-ОВАЛ)'
      PRINT *,'2) DELVV=',DELVV,'-ВОЗД.ЗАЗОР, ММ (АБСОЛ.ЗНАЧ.)'

      PRINT *,'3) DELDD=',DELDD,'-ВОЗД.ЗАЗОР В ДОЛЯХ ПОЛЮСНОГО ДЕЛЕНИЯ
      PRINT *,'4)HZSMVV=',HZSMVV,'-МИНИМ.ВЫСОТА ЗУБЦА СТАТОРА, ММ'
      PRINT *,'5)HJSMVV=',HJSMVV,'-МИНИМ.ТОЛЩИНА ЯРМА СТАТОРА, ММ '
      IF (ISTA.EQ.2) GO TO 172
      PRINT *,'6) BPSVV=',BPSVV,'-ОТКРЫТИЕ ПАЗА СТАТ., ММ (АБС.ЗНАЧ.)'
      PRINT *,'7) BPSDD=',BPSDD,'-ОТКРЫТИЕ ПАЗА СТ. В ДОЛЯХ TS'
      PRINT *,'                              (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ СТАТОРА)'
      PRINT *,'8) HUSVV=',HUSVV,'-ВЫСОТА ШЛИЦА ПАЗА СТ.,ММ(АБС.ЗНАЧ.)'
      PRINT *,'9) HUSDD=',HUSDD,'-ВЫСОТА ШЛИЦА ПАЗА СТ. В ДОЛЯХ TS'
      PRINT *,'                              (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ СТАТОРА)'
      PRINT *,'10)PLSMVV=',PLSMVV,'-МИНИМ.ВЕЛИЧ."ПЛЕЧИКА" ЗУБЦА СТ.,ММ'
172   IF (ISTA.NE.1) GO TO 180
      PRINT *,'11)    PS=',PS,'-УГОЛ У КОРОНКИ ПАЗА СТАТОРА В ГРАДУСАХ'
C     ****************************************
C     * ВВОД ЧЕТВЕРТОЙ ГРУППЫ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ *
C     ****************************************
180   IF (IL4.NE.99) GO TO 200
181   TYPE *,'1)ТИП ПАЗА РОТОРА- IROT (ЦЕЛОЕ ЧИСЛО) ?'
      TYPE *,'(1-ТРАПЕЦЕИДАЛЬНЫЙ, 2-ПРЯМОУГОЛЬНЫЙ, 3-ОВАЛЬНЫЙ)'
      ACCEPT 600,IROT
      IF (IL4.NE.99) GO TO 200
182   TYPE *,'2)ФАКТОР НЕПРИЛЕГАНИЯ КОЛЬЦА- INEPRI ?'
      ACCEPT 600,INEPRI
      IF (IL4.NE.99) GO TO 200
183   TYPE *,'3)МЕХАНИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ, ВТ- PMEH ?'
      ACCEPT 620,PMEH
      IF (IL4.NE.99) GO TO 200
184   TYPE *,'4)МИНИМ.ВЫСОТА ЗУБЦА РОТОРА, ММ (АБСОЛЮТНОЕ ЗНАЧЕНИЕ)'
      TYPE *,'- HZRMVV ?'
      ACCEPT 620,HZRMVV
      HZRM=HZRMVV*1E-3
      IF (IL4.NE.99) GO TO 200
185   TYPE *,'5)МИНИМ.ТОЛЩИНА ЯРМА РОТОРА, ММ (АБСОЛЮТНОЕ ЗНАЧЕНИЕ)'
      TYPE *,'- HJRMVV ?'
      ACCEPT 620,HJRMVV
      HJRM=HJRMVV*1E-3
      IF (IL4.NE.99) GO TO 200
186   TYPE *,'6)МИНИМАЛЬНАЯ ШИРИНА ПАЗА РОТОРА, ММ - BPRMVV ?'
      ACCEPT 620,BPRMVV
      BPRM=BPRMVV*1E-3
      IF (IL4.NE.99) GO TO 200
      IF (IROT.EQ.2) GO TO 200
191   TYPE *,'7)ОТКРЫТИЕ ПАЗА РОТ., ММ (АБС.ЗНАЧ.)- BPRVV ?'
      ACCEPT 620,BPRVV
      BPR=BPRVV*1E-3
      IF (IL4.NE.99) GO TO 200
192   TYPE *,'8)ОТКРЫТИЕ ПАЗА РОТ. В ДОЛЯХ TR (ЗУБЦ.ДЕЛЕНИЯ)'
      TYPE *,'- BPRDD ?'
      ACCEPT 620,BPRDD
      IF (IL4.NE.99) GO TO 200
193   TYPE *,'9)ВЫСОТА ШЛИЦА ПАЗА РОТ., ММ (АБС.ЗНАЧ.)- HURVV ?'
      ACCEPT 620,HURVV
      HUR=HURVV*1E-3
      IF (IL4.NE.99) GO TO 200
194   TYPE *,'10)ВЫСОТА ШЛИЦА ПАЗА РОТ. В ДОЛЯХ TR (ЗУБЦ.ДЕЛЕНИЯ)'
      TYPE *,'- HURDD ?'
      ACCEPT 620,HURDD
      IF (IL4.NE.99) GO TO 200
      IF (IROT.NE.1) GO TO 200
198   TYPE *,'11)УГОЛ У КОРОНКИ ПАЗА РОТОРА В ГРАДУСАХ- PR ?'
      ACCEPT 620,PR
200   TYPE *,'******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ЧЕТВЕРТАЯ ГРУППА)'
      TYPE *,'1)  IROT=',IROT,'-ТИП ПАЗА РОТ.(1-ТРАП.,2-ПРЯМ.,3-ОВАЛ)'
      TYPE *,'2)INEPRI=',INEPRI,'-ФАКТОР НЕПРИЛЕГАНИЯ РОТОРН. КОЛЬЦА'
      TYPE *,'                   (1-НЕ ПРИЛЕГАЕТ, 0-ПРИЛЕГАЕТ К ПАКЕТУ)
      TYPE *,'3)  PMEH=',PMEH,'-МЕХАНИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ, ВТ'
      TYPE *,'4)HZRMVV=',HZRMVV,'-МИНИМ.ВЫСОТА ЗУБЦА РОТОРА, ММ'
      TYPE *,'5)HJRMVV=',HJRMVV,'-МИНИМ.ТОЛЩИНА ЯРМА РОТОРА, ММ '
      TYPE *,'6)BPRMVV=',BPRMVV,'-МИНИМАЛЬН.ШИРИНА ПАЗА РОТОРА, ММ'
```



```
      IF (IROT.EQ.2) GO TO 202
      TYPE *,'7) BPRVV=',BPRVV,'-ОТКРЫТИЕ ПАЗА РОТ., ММ (АБС.ЗНАЧ.)'
      TYPE *,'8) BPRDD=',BPRDD,'-ОТКРЫТИЕ ПАЗА РОТ. В ДОЛЯХ TR'
      TYPE *,'                              (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ РОТОРА)'
      TYPE *,'9) HURVV=',HURVV,'-ВЫС.ШЛИЦА ПАЗА РОТ.,ММ (АБС.ЗНАЧ.)'
      TYPE *,'10)HURDD=',HURDD,'-ВЫСОТА ШЛИЦА ПАЗА РОТ. В ДОЛЯХ TR'
      TYPE *,'                              (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ РОТОРА)'
202   IF (IROT.NE.1) GO TO 204
      TYPE *,'11)    PR=',PR,'-УГОЛ У КОРОНКИ ПАЗА РОТОРА В ГРАДУСАХ'
204   CALL ESL
      ACCEPT 600,IL4
      IF (IL4.GE.12) GO TO 180
      IF (IL4.EQ.0) GO TO 210
      GO TO (181,182,183,184,185,186,191,192,193,194,198),IL4
210   IF (IISH.EQ.0) GO TO 220
      PRINT *,'******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ЧЕТВЕРТАЯ ГРУППА)'
      PRINT *,'1)  IROT=',IROT,'-ТИП ПАЗА РОТ.(1-ТРАП.,2-ПРЯМ.,3-ОВАЛ)
      PRINT *,'2)INEPRI=',INEPRI,'-ФАКТОР НЕПРИЛЕГАНИЯ РОТОРН. КОЛЬЦА
      PRINT *,'                   (1-НЕ ПРИЛЕГАЕТ, 0-ПРИЛЕГАЕТ К ПАКЕТУ)'
      PRINT *,'3)  PMEH=',PMEH,'-МЕХАНИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ, ВТ'
      PRINT *,'4)HZRMVV=',HZRMVV,'-МИНИМ.ВЫСОТА ЗУБЦА РОТОРА, ММ'
      PRINT *,'5)HJRMVV=',HJRMVV,'-МИНИМ.ТОЛЩИНА ЯРМА РОТОРА, ММ '
      PRINT *,'6)BPRMVV=',BPRMVV,'-МИНИМАЛЬН.ШИРИНА ПАЗА РОТОРА, ММ'
      IF (IROT.EQ.2) GO TO 212

      PRINT *,'7) BPRVV=',BPRVV,'-ОТКРЫТИЕ ПАЗА РОТ., ММ (АБС.ЗНАЧ.)'
      PRINT *,'8) BPRDD=',BPRDD,'-ОТКРЫТИЕ ПАЗА РОТ. В ДОЛЯХ TR'
      PRINT *,'                              (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ РОТОРА)'
      PRINT *,'9) HURVV=',HURVV,'-ВЫС.ШЛИЦА ПАЗА РОТ.,ММ (АБС.ЗНАЧ.)'
      PRINT *,'10)HURDD=',HURDD,'-ВЫСОТА ШЛИЦА ПАЗА РОТ. В ДОЛЯХ TR'
      PRINT *,'                              (ЗУБЦОВОГО ДЕЛЕНИЯ РОТОРА)'
212   IF (IROT.NE.1) GO TO 220
      PRINT *,'11)    PR=',PR,'-УГОЛ У КОРОНКИ ПАЗА РОТОРА В ГРАДУСАХ'
C     ***************************************************
C     * ВВОД КОЭФФИЦИЕНТОВ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ *
C     * (ПЯТАЯ ГРУППА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ)                   *
C     ***************************************************
220   IF (IL5.NE.99) GO TO 230
      TYPE *,'ВВОДЯТСЯ КОЭФФИЦИЕНТЫ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИЕ ДОЛЕВОЕ УЧАСТИЕ'
      TYPE *,'РАЗЛИЧНЫХ КОМПОНЕНТОВ В СОСТАВЕ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ:'
221   TYPE *,'1)POT (ДЛЯ СУММАРНЫХ ПОТЕРЬ) ?'
      ACCEPT 620,POT
      IF (IL5.NE.99) GO TO 230
222   TYPE *,'2)QRE (ДЛЯ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ) ?'
      ACCEPT 620,QRE
      IF (IL5.NE.99) GO TO 230
223   TYPE *,'3)GAB (ДЛЯ ВЫРАЖЕНИЯ (L*KL1*KT1+2*LB1)*DA**2) ?'
      ACCEPT 620,GAB
      IF (IL5.NE.99) GO TO 230
224   TYPE *,'4)GAB (ДЛЯ ВЫРАЖЕНИЯ L*KL1*KT1*DA**2) ?'
      ACCEPT 620,GAM
      IF (IL5.NE.99) GO TO 230
225   TYPE *,'5)VSO (ДЛЯ ОБ"ЕМА СТАТОРНОЙ ОБМОТКИ) ?'
      ACCEPT 620,VSO
      IF (IL5.NE.99) GO TO 230
226   TYPE *,'6)VRO (ДЛЯ ОБ"ЕМА РОТОРНОЙ ОБМОТКИ) ?'
      ACCEPT 620,VRO
      IF (IL5.NE.99) GO TO 230
227   TYPE *,'7)VSS (ДЛЯ ОБ"ЕМА СТАТОРНОГО СЕРДЕЧНИКА) ?'
      ACCEPT 620,VSS
      IF (IL5.NE.99) GO TO 230
228   TYPE *,'8)VRS (ДЛЯ ОБ"ЕМА РОТОРНОГО СЕРДЕЧНИКА) ?'
      ACCEPT 620,VRS
230   TYPE *,'******* КОЭФФИЦИЕНТЫ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ'
      TYPE *,'              (ПЯТАЯ ГРУППА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ)'
      TYPE *,' 1)POT=',POT,'-ДЛЯ СУММАРНЫХ ПОТЕРЬ'
      TYPE *,' 2)QRE=',QRE,'-ДЛЯ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ'
      TYPE *,' 3)GAB=',GAB,'-ДЛЯ ПРОИЗВЕДЕНИЯ L*KL1*KT1*DA**2'
      TYPE *,' 4)GAM=',GAM,'-ДЛЯ ВЫРАЖЕНИЯ (L*KL1*KT1+2*LB1)*DA**2'
      TYPE *,' 5)VSO=',VSO,'-ДЛЯ ОБ"ЕМА СТАТОРНОЙ ОБМОТКИ'
      TYPE *,' 6)VRO=',VRO,'-ДЛЯ ОБ"ЕМА РОТОРНОЙ ОБМОТКИ'
      TYPE *,' 7)VSS=',VSS,'-ДЛЯ ОБ"ЕМА СТАТОРНОГО СЕРДЕЧНИКА'
      TYPE *,' 8)VRS=',VRS,'-ДЛЯ ОБ"ЕМА РОТОРНОГО СЕРДЕЧНИКА'
      CALL ESL
      ACCEPT 600,IL5
      IF (IL5.GE.9) GO TO 220
      IF (IL5.EQ.0) GO TO 232
      GO TO (221,222,223,224,225,226,227,228),IL5
232   IF (IISH.EQ.0) GO TO 240
      PRINT *,'******* КОЭФФИЦИЕНТЫ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ'
      PRINT *,'              (ПЯТАЯ ГРУППА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ)'
      PRINT *,' 1)POT=',POT,'-ДЛЯ СУММАРНЫХ ПОТЕРЬ'
      PRINT *,' 2)QRE=',QRE,'-ДЛЯ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ'
      PRINT *,' 3)GAB=',GAB,'-ДЛЯ ПРОИЗВЕДЕНИЯ L*KL1*KT1*DA**2'
      PRINT *,' 4)GAM=',GAM,'-ДЛЯ ВЫРАЖЕНИЯ (L*KL1*KT1+2*LB1)*DA**2'
      PRINT *,' 5)VSO=',VSO,'-ДЛЯ ОБ"ЕМА СТАТОРНОЙ ОБМОТКИ'
      PRINT *,' 6)VRO=',VRO,'-ДЛЯ ОБ"ЕМА РОТОРНОЙ ОБМОТКИ'
      PRINT *,' 7)VSS=',VSS,'-ДЛЯ ОБ"ЕМА СТАТОРНОГО СЕРДЕЧНИКА'
      PRINT *,' 8)VRS=',VRS,'-ДЛЯ ОБ"ЕМА РОТОРНОГО СЕРДЕЧНИКА'
```

```
240   IF (I.EQ.3) GO TO 500
      IF (I.EQ.1) GO TO 300
C     ****************************************************************
C     * ВВОД ЭЛЕКТРОМАГН.НАГРУЗОК ДЛЯ РАСЧЕТН.ПРОЦЕДУР ТИПОВ 2 И 4 *
C     * (ШЕСТАЯ ГРУППА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ)                              *
C     ****************************************************************
250   IF (IL6.NE.99) GO TO 270
251   TYPE *,'МАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ СТАТОРА -B ЗС (X) ?'
      ACCEPT 620,X
      IF (IL6.NE.99) GO TO 270
252   TYPE *,'МАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ В ЯРМЕ СТАТОРА -B ЯС (Y) ?'
      ACCEPT 620,Y
      IF (IL6.NE.99) GO TO 270
253   TYPE *,'МАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ РОТОРА -B ЗР (Z) ?'
      ACCEPT 620,Z
      IF (IL6.NE.99) GO TO 270
254   TYPE *,'МАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ В ЯРМЕ РОТОРА -B ЯР (S) ?'
      ACCEPT 620,S
      IF (IL6.NE.99) GO TO 270
255   TYPE *,'МАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ В ВОЗДУШНОМ ЗАЗОРЕ -B DEL (T) ?'
      ACCEPT 620,T
      IF (IL6.NE.99) GO TO 270
256   TYPE *,'ОТНОШЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКИ К ПЛОТНОСТИ ТОКА СТАТОРА'
      TYPE *,'  -A/J (UVV) [РАЗМЕРНОСТЬ - ММ] ?'
      ACCEPT 620,UVV
      U=UVV*1E-3
      IF (IL6.NE.99) GO TO 270
      IF (I.NE.2) GO TO 270
257   TYPE *,'ПРОИЗВЕДЕНИЕ ЛИНЕЙН. НАГРУЗКИ НА ПЛОТНОСТЬ ТОКА СТАТОРА
      
      TYPE *,'  -A*J (VVV) [РАЗМЕРНОСТЬ - A**2/ММ**3] ?'
      ACCEPT 620,VVV
      V=VVV*1E+9
270   TYPE *,'******* ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ НАГРУЗКИ:'
      TYPE *,'1)B ЗС(X)=',X,'2)B ЯС(Y)=',Y
      TYPE *,'3)B ЗР(Z)=',Z,'4)B ЯР(S)=',S
      TYPE *,'5)B DEL(T)=',T
      TYPE *,'6)A/J(U)=',UVV,'(РАЗМЕРНОСТЬ-ММ)'
      IF (I.NE.2) GO TO 275
      TYPE *,'7)A*J(V)=',VVV,'(РАЗМЕРНОСТЬ-A**2/ММ**3)'
275   CALL ESL
      ACCEPT 600,IL6
      IF (IL6.GE.8) GO TO 250
      IF (IL6.EQ.0) GO TO 276
      GO TO (251,252,253,254,255,256,257),IL6
276   IF (IISH.EQ.0) GO TO 280
      PRINT *,'******* ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ НАГРУЗКИ:'
      PRINT *,'1)B ЗС(X)=',X,'2)B ЯС(Y)=',Y
      PRINT *,'3)B ЗР(Z)=',Z,'4)B ЯР(S)=',S
      PRINT *,'5)B DEL(T)=',T
      PRINT *,'6)A/J(U)=',UVV,'(РАЗМЕРНОСТЬ-ММ)'
      IF (I.NE.2) GO TO 280
      PRINT *,'7)A*J(V)=',VVV,'(РАЗМЕРНОСТЬ-A**2/ММ**3)'
280   GO TO 550
C     ****************************************************
C     * ВВОД ОГРАНИЧЕНИЙ ДЛЯ РАСЧЕТНОЙ ПРОЦЕДУРЫ ТИПА 1 *
C     * (СЕДЬМАЯ ГРУППА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ)                 *
C     ****************************************************
300   IF (IL7.NE.99) GO TO 310
301   TYPE *,'ДОПУСТИМОЕ ЗНАЧЕНИЕ МАКСИМАЛЬН. МОМЕНТА [Н*М] -MMDOP ?'
      ACCEPT 620,MMDOP
      IF (IL7.NE.99) GO TO 310
302   TYPE *,'ДОПУСТИМОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПУСКОВОГО МОМЕНТА [Н*М] -MPDOP ?'
      ACCEPT 620,MPDOP
      IF (IL7.NE.99) GO TO 310
303   TYPE *,'МИНИМАЛЬНО ДОПУСТИМОЕ СКОЛЬЖЕНИЕ -SSDOP ?'
      ACCEPT 620,SSDOP
      IF (IL7.NE.99) GO TO 310
304   TYPE *,'МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМАЯ РАСЧЕТНАЯ ДЛИНА [ММ] -YLDOP ?'
      ACCEPT 620,YLDOP
      LDOP=YLDOP*1E-3
      IF (IL7.NE.99) GO TO 310
305   TYPE *,'МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМОЕ ПРЕВЫШЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ КОРПУСА'
      TYPE *,'НАД ТЕМПЕРАТУР.ОКРУЖ.СРЕДЫ [K] -TEMDOP ?'
310   ACCEPT 620,TEMDOP
      TYPE *,'******* ОГРАНИЧЕНИЯ:'
      TYPE *,'1)M МАКС.=',MMDOP,'(РАЗМЕРНОСТЬ - Н*М)'
      TYPE *,'2)M ПУСК.=',MPDOP,'(РАЗМЕРНОСТЬ - Н*М)'
      TYPE *,'3)СКОЛЬЖ.=',SSDOP
      TYPE *,'4)L МАКС.=',YLDOP,'(РАЗМЕРНОСТЬ - ММ)'
      TYPE *,'5)T МАКС.=',TEMDOP,'(ПРЕВЫШ.ТЕМП.,РАЗМЕРН.-K)'
      CALL ESL
      ACCEPT 600,IL7
      IF (IL7.GE.6) GO TO 300
      IF (IL7.EQ.0) GO TO 320
      GO TO (301,302,303,304,305),IL7
320   IF (IISH.EQ.0) GO TO 400
      PRINT *,'******* ОГРАНИЧЕНИЯ:'
      PRINT *,'1)M МАКС.=',MMDOP,'(РАЗМЕРНОСТЬ - Н*М)'
```



```
      PRINT *,'2)M ПУСК.=',MPDOP,'(РАЗМЕРНОСТЬ - Н*М)'
      PRINT *,'3)СКОЛЬЖ.=',SSDOP
      PRINT *,'4)L МАКС.=',YLDOP,'(РАЗМЕРНОСТЬ - ММ)'
      PRINT *,'5)T МАКС.=',TEMDOP,'(ПРЕВЫШ.ТЕМП.,РАЗМЕРН.-K)'
C     ***************************************************************
C     * ВНОД ЭЛЕКТРОМАГН.НАГРУЗОК ДЛЯ РАСЧЕТН.ПРОЦЕДУРЫ ТИПА 1 *
C     * / НАЧАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДЛЯ ПРОЦЕДУРЫ КОМПЛЕКС-МЕТОДА/   *
C     * (ВОСЬМАЯ ГРУППА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ)                        *
C     ***************************************************************
400   IF (IL8.NE.99) GO TO 430
401   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ СТАТОРА -B ЗС (X) [СРЕДНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AX(1)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
402   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ СТАТОРА -B ЗС (X) [ВЕРХНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AX(2)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
403   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ СТАТОРА -B ЗС (X) [НИЖНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AX(3)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
404   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЯРМЕ СТАТОРА -B ЯС (Y) [СРЕДНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AY(1)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
405   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЯРМЕ СТАТОРА -B ЯС (Y) [ВЕРХНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AY(2)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
406   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЯРМЕ СТАТОРА -H ЯС (Y) [НИЖНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AY(3)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
407   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ РОТОРА -B ЗР (Z) [СРЕДНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AZ(1)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
408   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ РОТОРА -B ЗР (Z) [ВЕРХНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AZ(2)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430

409   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ РОТОРА -B ЗР (Z) [НИЖНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AZ(3)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
410   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЯРМЕ РОТОРА -B ЯР (S) [СРЕДНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AS(1)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
411   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЯРМЕ РОТОРА -B ЯР (S) [ВЕРХНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AS(2)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
412   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЯРМЕ РОТОРА -B ЯР (S) [НИЖНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AS(3)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
413   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ВОЗД.ЗАЗОРЕ -B DEL (T) [СРЕДНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AT(1)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
414   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ВОЗД.ЗАЗОРЕ -H DEL (T) [ВЕРХНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AT(2)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
415   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ВОЗД.ЗАЗОРЕ -B DEL (T) [НИЖНИЙ УРОВЕНЬ] ?'
      ACCEPT 620,AT(3)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
416   TYPE *,'ОТНОШЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКИ К ПЛОТНОСТИ ТОКА СТАТОРА'
      TYPE *,'  -A/J (UVV) [РАЗМЕРНОСТЬ - ММ] -СРЕДН. УРОВЕНЬ ?'
      ACCEPT 620,AU1VV
      AU(1)=AU1VV*1E-3
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
417   TYPE *,'ОТНОШЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКИ К ПЛОТНОСТИ ТОКА СТАТОРА'
      TYPE *,'  -A/J (UVV) [РАЗМЕРНОСТЬ - ММ] -ВЕРХН. УРОВЕНЬ ?'
      ACCEPT 620,AU2VV
      AU(2)=AU2VV*1E-3
      PRINT *,'23) EM=',EM,'-КОЭФФИЦИЕНТ ОТОБРАЖЕНИЯ ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ'
      GO TO 550
C     ***************************************************************
C     * ВВОД ЭЛЕКТРОМАГН.НАГРУЗОК ДЛЯ РАСЧЕТН.ПРОЦЕДУРЫ ТИПА 3 *
C     * (ДЕВЯТАЯ ГРУППА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ)                        *
C     ***************************************************************
500   IF (IL8.NE.99) GO TO 520
501   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ СТАТОРА -B ЗС (X) [НИЖНЯЯ ГРАНИЦА] ?'
      ACCEPT 620,AX(1)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 520
502   TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ СТАТОРА -B ЗС (X) [ВЕРХНЯЯ ГРАНИЦА] ?'
      ACCEPT 620,AX(2)
      IF (IL8.NE.99) GO TO 520

      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
418   TYPE *,'ОТНОШЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКИ К ПЛОТНОСТИ ТОКА СТАТОРА'
      TYPE *,'  -A/J (UVV) [РАЗМЕРНОСТЬ - ММ] -НИЖН. УРОВЕНЬ ?'
      ACCEPT 620,AU3VV
      AU(3)=AU3VV*1E-3
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
419   TYPE *,'ПРОИЗВЕДЕНИЕ ЛИНЕЙН. НАГРУЗКИ НА ПЛОТНОСТЬ ТОКА СТАТОРА'
      TYPE *,'  -A*J (VVV) [РАЗМЕРН. - A**2/ММ**3] -СРЕДН. УРОВЕНЬ ?'
      ACCEPT 620,AV1VV
      AV(1)=AV1VV*1E+9
      IF (IL8.NE.99) GO TO 430
```

```
420     TYPE *,'ПРОИЗВЕДЕНИЕ ЛИНЕЙН. НАГРУЗКИ НА ПЛОТНОСТЬ ТОКА СТАТОРА'
        TYPE *,'  -A*J (VVV) [РАЗМЕРН. - A**2/MM**3] -ВЕРХН. УРОВЕНЬ ?'
        ACCEPT 620,AV2VV
        AV(2)=AV2VV*1E+9
        IF (ILB.NE.99) GO TO 430
421     TYPE *,'ПРОИЗВЕДЕНИЕ ЛИНЕЙН. НАГРУЗКИ НА ПЛОТНОСТЬ ТОКА СТАТОРА'
        TYPE *,'  -A*J (VVV) [РАЗМЕРН. - A**2/MM**3] -НИЖН. УРОВЕНЬ ?'
        ACCEPT 620,AV3VV
        AV(3)=AV3VV*1E+9
        IF (ILB.NE.99) GO TO 430
422     TYPE *,'ПАРАМЕТР,ОПРЕДЕЛЯЮЩИЙ ОКОНЧАНИЕ ОПТИМИЗАЦИИ -DIF ?'
        ACCEPT 620,DIF
        IF (ILB.NE.99) GO TO 430
423     TYPE *,'КОЭФФИЦИЕНТ ОТОБРАЖЕНИЯ В ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ПРОЦЕДУРЕ ?'
        TYPE *,' (РЕКОМЕНДУЕМОЕ ЗНАЧЕНИЕ -  "1.5")'
        ACCEPT 620,EM
430     TYPE *,'******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ ПРОЦЕДУРЫ КОМПЛЕКС-МЕТОДА:'
        TYPE *,'                     СРЕДНИЙ УРОВЕНЬ    ВЕРХНИЙ УРОВЕНЬ
     *   НИЖНИЙ УРОВЕНЬ'
        TYPE *,'X(B ЗС)-        1)',AX(1),' 2)',AX(2),' 3)',AX(3)
        TYPE *,'Y(B ВС)-        4)',AY(1),' 5)',AY(2),' 6)',AY(3)
        TYPE *,'Z(B ЗР)-        7)',AZ(1),' 8)',AZ(2),' 9)',AZ(3)
        TYPE *,'S(B ВР)-       10)',AS(1),'11)',AS(2),'12)',AS(3)
        TYPE *,'T(B DEL)-      13)',AT(1),'14)',AT(2),'15)',AT(3)
        TYPE *,'              (РАЗМЕРНОСТЬ ЗНАЧЕНИЙ X,Y,Z,S,T - ТЕСЛА)'
        TYPE *,'U(A/J)-        16)',AU1VV,'17)',AU2VV,'18)',AU3VV
        TYPE *,'              (РАЗМЕРНОСТЬ ЗНАЧЕНИЙ U - MM)'
        TYPE *,'V(A*J)-        19)',AV1VV,'20)',AV2VV,'21)',AV3VV
        TYPE *,'              (РАЗМЕРНОСТЬ ЗНАЧЕНИЙ V - A**2/MM**3)'
        TYPE *,'22)DIF=',DIF,'-КРИТЕРИЙ ПРЕКРАЩЕНИЯ ОПТИМИЗАЦИИ'
        TYPE *,'23) EM=',EM,'-КОЭФФИЦИЕНТ ОТОБРАЖЕНИЯ ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ'
        CALL ESL
        ACCEPT 600,ILB
        IF (ILB.GE.24) GO TO 400
        IF (ILB.EQ.0) GO TO 400
        GO TO (401,402,403,404,405,406,407,408,409,410,411,
     *  412,413,414,415,416,417,418,419,420,421,422,423),ILB
400     IF (IISM.EQ.0) GO TO 999
        PRINT *,'******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ ПРОЦЕДУРЫ КОМПЛЕКС-МЕТОДА:'
        PRINT *,'                    СРЕДНИЙ УРОВЕНЬ    ВЕРХНИЙ УРОВЕНЬ
     *   НИЖНИЙ УРОВЕНЬ'
        PRINT *,'X(B ЗС)-       1)',AX(1),' 2)',AX(2),' 3)',AX(3)
        PRINT *,'Y(B ВС)-       4)',AY(1),' 5)',AY(2),' 6)',AY(3)
        PRINT *,'Z(B ЗР)-       7)',AZ(1),' 8)',AZ(2),' 9)',AZ(3)
        PRINT *,'S(B ВР)-      10)',AS(1),'11)',AS(2),'12)',AS(3)
        PRINT *,'T(B DEL)-     13)',AT(1),'14)',AT(2),'15)',AT(3)
        PRINT *,'             (РАЗМЕРНОСТЬ ЗНАЧЕНИЙ X,Y,Z,S,T - ТЕСЛА)'
        PRINT *,'U(A/J)-       16)',AU1VV,'17)',AU2VV,'18)',AU3VV
        PRINT *,'             (РАЗМЕРНОСТЬ ЗНАЧЕНИЙ U - MM)'
        PRINT *,'V(A*J)-       19)',AV1VV,'20)',AV2VV,'21)',AV3VV
        PRINT *,'             (РАЗМЕРНОСТЬ ЗНАЧЕНИЙ V - A**2/MM**3)'
        PRINT *,'22)DIF=',DIF,'-КРИТЕРИЙ ПРЕКРАЩЕНИЯ ОПТИМИЗАЦИИ'
503     TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ РОТОРА -В ЗР (Z) [НИЖНЯЯ ГРАНИЦА] ?'
        ACCEPT 620,AZ(1)
        IF (ILB.NE.99) GO TO 520
504     TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ЗУБЦАХ РОТОРА -В ЗР (Z) [ВЕРХНЯЯ ГРАНИЦА] ?'
        ACCEPT 620,AZ(2)
        IF (ILB.NE.99) GO TO 520
505     TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ВОЗД.ЗАЗОРЕ -В DEL (T) [НИЖНЯЯ ГРАНИЦА] ?'
        ACCEPT 620,AT(1)
        IF (ILB.NE.99) GO TO 520
506     TYPE *,'ИНДУКЦИЯ В ВОЗД.ЗАЗОРЕ -В DEL (T) [ВЕРХНЯЯ ГРАНИЦА] ?'
        ACCEPT 620,AT(2)
        IF (ILB.NE.99) GO TO 520
507     TYPE *,'ОТНОШЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКИ К ПЛОТНОСТИ ТОКА СТАТОРА'
        TYPE *,'  -A/J (UVV) [РАЗМЕРНОСТЬ - MM] -НИЖНЯЯ ГРАНИЦА ?'
        ACCEPT 620,AU1VV
        AU(1)=AU1VV*1E-3
        IF (ILB.NE.99) GO TO 520
508     TYPE *,'ОТНОШЕНИЕ ЛИНЕЙНОЙ НАГРУЗКИ К ПЛОТНОСТИ ТОКА СТАТОРА'
        TYPE *,'  -A/J (UVV) [РАЗМЕРНОСТЬ - MM] -ВЕРХНЯЯ ГРАНИЦА ?'
        ACCEPT 620,AU2VV
        AU(2)=AU2VV*1E-3
        IF (ILB.NE.99) GO TO 520
509     TYPE *,'ПРОИЗВЕДЕНИЕ ЛИНЕЙН. НАГРУЗКИ НА ПЛОТНОСТЬ ТОКА СТАТОРА'
        TYPE *,'  -A*J (VVV) [РАЗМЕРН. - A**2/MM**3] -НИЖНЯЯ ГРАНИЦА ?'
        ACCEPT 620,AV1VV
        AV(1)=AV1VV*1E+9
        IF (ILB.NE.99) GO TO 520
510     TYPE *,'ПРОИЗВЕДЕНИЕ ЛИНЕЙН. НАГРУЗКИ НА ПЛОТНОСТЬ ТОКА СТАТОРА'
        TYPE *,'  -A*J (VVV) [РАЗМЕРН. - A**2/MM**3] -ВЕРХНЯЯ ГРАНИЦА ?'
        ACCEPT 620,AV2VV
        AV(2)=AV2VV*1E+9
        IF (ILB.NE.99) GO TO 520
511     TYPE *,'ОТНОШЕНИЕ ИНДУКЦ.В ЯРМЕ СТАТ.К ИНДУКЦ.В ЗУБЦ.-BJSBZS ?'
        ACCEPT 620,BJSBZS
        IF (ILB.NE.99) GO TO 520
512     TYPE *,'ОТНОШЕНИЕ ИНДУКЦ.В ЯРМЕ РОТ.К ИНДУКЦ.В ЗУБЦ.-BJRBZR ?'
        ACCEPT 620,BJRBZR
520     TYPE *,'********* ЗНАЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ НАГРУЗОК:'
        TYPE *,'                              НИЖНЯЯ ГРАНИЦА
     *          ВЕРХНЯЯ ГРАНИЦА'
        TYPE *,'B ЗС           (X)-     1)',AX(1),'        2)',AX(2)
        TYPE *,'B ЗР           (Z)-     3)',AZ(1),'        4)',AZ(2)
        TYPE *,'B DELTA        (T)-     5)',AT(1),'        6)',AT(2)
        TYPE *,'A/J            (U)-     7)',AU1VV,'        8)',AU2VV
        TYPE *,'              (РАЗМЕРНОСТЬ ЗНАЧЕНИЙ U - MM)'
        TYPE *,'A*J            (V)-     9)',AV1VV,'       10)',AV2VV
        TYPE *,'              (РАЗМЕРНОСТЬ ЗНАЧЕНИЙ V - A**2/MM**3)'
        TYPE *,'***** ПРИНЯТЫЕ ОТНОШЕНИЯ МАГНИТНЫХ ИНДУКЦИЙ:'
        TYPE *,'11)BJS/BZS=',BJSBZS,'12)BJR/BZR=',BJRBZR
        CALL ESL
        ACCEPT 600,ILB
        IF (ILB.GE.13) GO TO 500
        IF (ILB.EQ.0) GO TO 522
        GO TO (501,502,503,504,505,506,507,508,509,510,511,512),ILB
522     IF (IISM.EQ.0) GO TO 999
        PRINT *,'********* ЗНАЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ НАГРУЗОК:'
        PRINT *,'                              НИЖНЯЯ ГРАНИЦА
     *          ВЕРХНЯЯ ГРАНИЦА'
        PRINT *,'B ЗС           (X)-     1)',AX(1),'        2)',AX(2)
        PRINT *,'B ЗР           (Z)-     3)',AZ(1),'        4)',AZ(2)
        PRINT *,'B DELTA        (T)-     5)',AT(1),'        6)',AT(2)
        PRINT *,'A/J            (U)-     7)',AU1VV,'        8)',AU2VV
        PRINT *,'              (РАЗМЕРНОСТЬ ЗНАЧЕНИЙ U - MM)'
        PRINT *,'A*J            (V)-     9)',AV1VV,'       10)',AV2VV
        PRINT *,'              (РАЗМЕРНОСТЬ ЗНАЧЕНИЙ V - A**2/MM**3)'
        PRINT *,'***** ПРИНЯТЫЕ ОТНОШЕНИЯ МАГНИТНЫХ ИНДУКЦИЙ:'
        PRINT *,'11)BJS/BZS=',BJSBZS,'12)BJR/BZR=',BJRBZR
530     IF (IISM.EQ.0) GO TO 999
        DO 540 K=1,10
        PRINT *,' '
540     CONTINUE
600     FORMAT (I2)
610     FORMAT (I4)
620     FORMAT (F13.5)
999     RETURN
        END
```

Совокупность объектных модулей подлежит компоновке, в результате чего образуется один загрузочный модуль, который мы назовем U.SAV. Однако объем последнего слишком велик, чтобы целиком поместиться в ОЗУ емкостью до 64 *К* байт. Поэтому при генерации загрузочного модуля применяются оверлейные сегменты.

```
      SUBROUTINE RES
C     ***************************
C     * ПОДПРОГРАММА "РЕШЕНИЕ" *
C     ***************************
      REAL LVV
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOB,K3W,NU,
     * KT1,KT2,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,KDEL,L,MM,MP,KDOB
      COMMON /YA/TAU,DIF,MSTSTA,MSTROT,IT3H,IREZ,PSUM,N,SPS,F,PI,KDOB,
     * PIT,DRE,DAM,V30,VRD,VSS,VRS,GAB,TEM,ALTEPL,VFAKT,TOPS,G,EM,
     * GU1,GU2,UVV,VVV,AU1VV,AU2VV,AU3VV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,
     * SSDOP,MMDOP,MPDOP,TEMDOP,LDOP,YLDOP,ROSVV,RORVV,CAVV,IMEPRI,
     * DA,X,Y,Z,S,T,U,V,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     * HZSM,HJSM,PLSM,ISTA,HZRM,HJRM,BPRM,IROT,
     * HZSMVV,HJSMVV,PLSMVV,HZRMVV,HJRMVV,BPRMVV,
     * PUD,DD,DRVV,DROD,DP,DEL,DELDD,DELVV,HJSHZS,HJRHZR,
     * ROS,ROR,Z1,Z2,PS,PR,BET,KOB,KSR,DA1,DA1,DA1VV,DA2,DA2,DA2VV,
     * NU,KT1,KT2,AK,BK,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,
     * FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FMDS,KDEL,RGS,RSS,MUSO,RGR,RSR,MUR0,
     * PMEM,VPS,VR1,CR1,VA1,CX1,VR2,CR2,VX2,CX2,VRL,
     * VTM,BPS5R,HPS,HG1,HS2,HS3,DPHIM,HJR,HZR,TK,BPR,BPMDD,
     * BPRVV,MUR,MURDD,MURVV,BZR,BPR1,BPR2,H,HR1,HR2,SPR,HPR,
     * D,HJS,DEJS,HZS,IS,BZS,DEZS,BPS1,BPS2,
     * MUS,MUSDD,MUSVV,BPS,BPSDD,BPSVV,L,CUD,SIG,C1,
     * P1,TFF,R1,X1,R2,X2,RM,XM,R2G,X2G,COSF1,
     * MM,MP,SS,ALFA,M,G,P2,P1,P,FM,U1,SEFF,A1,AL,UL,CI,JEST
      COMMON /YE/BG(21),
     * /YE1/HZ1(21)/YE2/HJ1(21),/YE3/HZ2(21)/YE4/HJ2(21)
      COMMON /Y1/I,I0,I1,I2,I3,I4,I5,I6,I7
      COMMON /YG/AX(3),AY(3),AZ(3),AS(3),AT(3),AU(3),AV(3)
      REAL MAX,MIN,MAXOST
      INTEGER AN,P,Z1,Z2,AI
      DIMENSION AN(105),
     * BX(15),BY(15),BZ(15),BS(15),BT(15),BU(15),BV(15),BF(15)
      DATA AN/7*1,2,7*1,2,7*1,2,7*1,2,7*1,2,7*1,2,7*1,2,
     * 3,7*1,3,7*1,3,7*1,3,7*1,3,7*1,3,7*1,3/
      IF (I.EQ.2) GO TO 2000
      IF (I.EQ.3) GO TO 3000
      IF (I.EQ.4) GO TO 4000
C     *****************************************
C     * РАСЧЕТН.ПРОЦЕДУРА 1(ОПТИМИЗАЦИЯ ПО СЕМИ *
C     * ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ НАГРУЗКАМ)           *
C     *****************************************
1000  TYPE *,'*********** РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА:'
      TYPE *,'  ЗНАЧЕНИЯ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ДЛЯ НАЧАЛЬНОГО КОМПЛЕКСА-'
      IF (IREZ.EQ.0) GO TO 1102
      PRINT *,'*********** РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА:'
      PRINT *,'  ЗНАЧЕНИЯ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ДЛЯ НАЧАЛЬНОГО КОМПЛЕКСА-'
C* ITER- ПОРЯДКОВЫЙ НОМЕР ИТЕРАЦИИ
1102  ITER=0
      DO 1105 J=1,15
      K=J*7
      V=AV(AN(K))
      U=AU(AN(K-1))
      T=AT(AN(K-2))
      S=AS(AN(K-3))
      Z=AZ(AN(K-4))
      Y=AY(AN(K-5))
      X=AX(AN(K-6))
      CALL POP
      CALL DLI
      CALL OGR
      TYPE *,'F=',F,'N=',N
      IF (IREZ.EQ.0) GO TO 1103
      PRINT *,'F=',F,'N=',N
1103  BX(J)=X
      BY(J)=Y
      BZ(J)=Z
      BS(J)=S
      BT(J)=T
      BU(J)=U
      BV(J)=V
1105  BF(J)=F
1106  MA=1
      MI=1
      MAX=BF(1)
      MIN=BF(1)
      DO 1120 K=2,15
      IF (MAX.GE.BF(K)) GO TO 1115
      MAX=BF(K)
      MA=K
      GO TO 1120
1115  IF (MIN.LT.BF(K)) GO TO 1120
      MIN=BF(K)
      MI=K
1120  CONTINUE
      ITER=ITER+1
```



```
      TYPE *,'ИТЕРАЦИЯ-',ITER,'MAX=',MAX,'MIN=',MIN
      IF ((MAX-MIN)/MIN-DIF)1160,1170,1170
1160  X=BX(MI)
      Y=BY(MI)
      Z=BZ(MI)
      S=BS(MI)
      T=BT(MI)
      U=BU(MI)
      V=BV(MI)
      TYPE *,'*** ОПТИМАЛЬНЫЙ ВАРИАНТ:'

      TYPE *,'X(B ЗС) =',X,'ТЛ'
      TYPE *,'Y(B ЯС) =',Y,'ТЛ'
      TYPE *,'Z(B ЗР) =',Z,'ТЛ'
      TYPE *,'S(B ЯР) =',S,'ТЛ'
      TYPE *,'T(B DEL)=',T,'ТЛ'
      TYPE *,'U(A/J)  =',U,'(РАЗМЕРНОСТЬ - М)'
      TYPE *,'V(A*J)  =',V,'(РАЗМЕРН.-А**2/М**3)'
      IF (IREZ.EQ.0) GO TO 2000
      PRINT *,'*** ОПТИМАЛЬНЫЙ ВАРИАНТ:'
      PRINT *,'X(B ЗС) =',X,'ТЛ'
      PRINT *,'Y(B ЯС) =',Y,'ТЛ'
      PRINT *,'Z(B ЗР) =',Z,'ТЛ'
      PRINT *,'S(B ЯР) =',S,'ТЛ'
      PRINT *,'T(B DEL)=',T,'ТЛ'
      PRINT *,'U(A/J)  =',U,'(РАЗМЕРНОСТЬ - М)'
      PRINT *,'V(A*J)  =',V,'(РАЗМЕРН.-А**2/М**3)'
      GO TO 2000
1170  GX=BX(MA)
      GY=BY(MA)
      GZ=BZ(MA)
      GS=BS(MA)
      GT=BT(MA)
      GU=BU(MA)
      GV=BV(MA)
      HX=BX(MI)
      HY=BY(MI)
      HZ=BZ(MI)
      HS=BS(MI)
      HT=BT(MI)
      HU=BU(MI)
      HV=BV(MI)
      BX(MA)=0
      BY(MA)=0
      BZ(MA)=0
      BS(MA)=0
      BT(MA)=0
      BU(MA)=0
      BV(MA)=0
      BF(MA)=0
      MAXOST=BF(1)
      DO 1180 K=2,15
      IF (MAXOST.GE.BF(K)) GO TO 1180
      MAXOST=BF(K)
1180  CONTINUE
      CX=(BX(1)+BX(2)+BX(3)+BX(4)+BX(5)+BX(6)+BX(7)+
     * BX(8)+BX(9)+BX(10)+BX(11)+BX(12)+BX(13)+BX(14)+BX(15))/1
      CY=(BY(1)+BY(2)+BY(3)+BY(4)+BY(5)+BY(6)+BY(7)+
     * BY(8)+BY(9)+BY(10)+BY(11)+BY(12)+BY(13)+BY(14)+BY(15))/1
      CZ=(BZ(1)+BZ(2)+BZ(3)+BZ(4)+BZ(5)+BZ(6)+BZ(7)+
     * BZ(8)+BZ(9)+BZ(10)+BZ(11)+BZ(12)+BZ(13)+BZ(14)+BZ(15))/1
      CS=(BS(1)+BS(2)+BS(3)+BS(4)+BS(5)+BS(6)+BS(7)+
     * BS(8)+BS(9)+BS(10)+BS(11)+BS(12)+BS(13)+BS(14)+BS(15))/1
      CT=(BT(1)+BT(2)+BT(3)+BT(4)+BT(5)+BT(6)+BT(7)+
     * BT(8)+BT(9)+BT(10)+BT(11)+BT(12)+BT(13)+BT(14)+BT(15))/1
      CU=(BU(1)+BU(2)+BU(3)+BU(4)+BU(5)+BU(6)+BU(7)+
     * BU(8)+BU(9)+BU(10)+BU(11)+BU(12)+BU(13)+BU(14)+BU(15))/1
      CV=(BV(1)+BV(2)+BV(3)+BV(4)+BV(5)+BV(6)+BV(7)+
     * BV(8)+BV(9)+BV(10)+BV(11)+BV(12)+BV(13)+BV(14)+BV(15))/1
      CL=0
      EMM=EM
1183  X=CX*(1+EMM)-EMM*GX
      Y=CY*(1+EMM)-EMM*GY
      Z=CZ*(1+EMM)-EMM*GZ
      S=CS*(1+EMM)-EMM*GS
      T=CT*(1+EMM)-EMM*GT
      U=CU*(1+EMM)-EMM*GU
      V=CV*(1+EMM)-EMM*GV
      CALL POP
      CALL DLI
      CALL OGR
1185  IF (F.GE.MAXOST) GO TO 1190
      BX(MA)=X
      BY(MA)=Y
      BZ(MA)=Z
      BS(MA)=S
      BT(MA)=T
      BU(MA)=U
      BV(MA)=V
```

```
      BF(MA)=F
      GO TO 1100
1190  EL=EL+1
      IF (EL.LT.5) GO TO 1200
      X=(MX+CX)/2
      Y=(MY+CY)/2
      Z=(MZ+CZ)/2
      S=(MS+CS)/2
      T=(MT+CT)/2
      U=(MU+CU)/2
      V=(MV+CV)/2
      CALL PDP
      CALL DLI
      CALL CGR
      GO TO 1105
1200  EMM=EMM/2
      GO TO 1103
C     ***********************************************************
C     * РАСЧЕТН.ПРОЦЕДУРА 2(РАСЧЕТ ДЛЯ НАБОРА СЕМИ               *
C     * ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ НАГРУЗОК)                               *
C     ***********************************************************
2000  CALL PCP
      CALL PRP
      CALL DLI
      CALL PRV
      GO TO 6000
C     ***********************************************************
C     * РАСЧЕТН.ПРОЦЕДУРА 3(ФОРМИРОВАНИЕ СВОДНОЙ                 *
C     * ТАБЛИЦЫ ДЛЯ 32-Х ВАРИАНТОВ)                              *
C     ***********************************************************
3000  TYPE *,'********** РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА:'
      TYPE *,' N   XZTUV       ЦЕЛЕВАЯ   M МАКС.  M ПУСК.
     * СКОЛЬЖ. ДЛИНА L К.П.Д. COS FI ПРЕВЫШ.ТЕМП.'
      TYPE *,'       YS              ФУНКЦИЯ    (НМ)      (НМ)
     *        (ММ)                                     (К)'
      IF (IREZ.EQ.0) GO TO 3010
      PRINT *,'********** РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА:'
      PRINT *,' N   XZTUV       ЦЕЛЕВАЯ   M МАКС.  M ПУСК.
     * СКОЛЬЖ. ДЛИНА L К.П.Д. COS FI ПРЕВЫШ.ТЕМП.'
      PRINT *,'       YS              ФУНКЦИЯ    (НМ)      (НМ)
     *        (ММ)                                     (К)'
3010  K0=0
      DO 3090 K1=1,2
      V=AV(K1)
      DO 3080 K2=1,2
      U=AU(K2)
      DO 3070 K3=1,2
      T=AT(K3)
      DO 3060 K4=1,2
      Z=AZ(K4)
      S=Z*BJRBZR
      DO 3050 K5=1,2
      X=AX(K5)
      Y=X*DJSBZS
      CALL PDP
      CALL DLI
      K0=K0+1
      N1=K1-1
      N2=K2-1
      N3=K3-1
      N4=K4-1
      N5=K5-1
      YL=L*1000
      IF (N.EQ.0) GO TO 3030
      TYPE 3020,K0,N5,N4,N3,N2,N1,N
3020  FORMAT (X,I2,2X,5(I1),5X,
     *'--НЕОСУЩЕСТВИМЫЙ ВАРИАНТ, КОД ПРИЧИНЫ-',I2)
      IF (IREZ.EQ.0) GO TO 3050
      PRINT 3020,K0,N5,N4,N3,N2,N1,N
      GO TO 3050
3030  TYPE 3040,K0,N5,N4,N3,N2,N1,F,MM,MP,SS,YL,EFF,COSFI,TEM
3040  FORMAT (X,I2,2X,5(I1),X,F10.3,X,F8.2,X,F8.2,4X,F5.3,X,F8.3,
     *X,F5.3,2X,F5.3,2X,F7.1)
      IF (IREZ.EQ.0) GO TO 3050
      PRINT 3040,K0,N5,N4,N3,N2,N1,F,MM,MP,SS,YL,EFF,COSFI,TEM
3050  CONTINUE
3060  CONTINUE
3070  CONTINUE
3080  CONTINUE
3090  CONTINUE
      IF (IREZ.EQ.0) GO TO 3110
      DO 3100 K=1,20
      PRINT *,'
3100  CONTINUE
3110  GO TO 6000
C     *********************************************
C     * РАСЧЕТН.ПРОЦЕДУРА 4(ПОВТОРЕННЫЙ РАСЧЕТ С   *
C     * ИСПЫТАНИЕМ РАЗНЫХ ДЛИН L )                  *
C     *********************************************
```



```
4000  CALL PCP
      CALL PRP
4010  TYPE *,'ВВЕДИТЕ РАСЧЕТНУЮ ДЛИНУ L (В МИЛЛИМЕТРАХ)'
      TYPE *,'(ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ РАСЧЕТН.ПРОЦЕДУРУ, НАЖМИТЕ "ВК")
      ACCEPT 4020,LVV
4020  FORMAT (F11.2)
      L=LVV*1E-3
      IF (L.EQ.0) GO TO 6000
      CALL VIP
      CALL PRV
      GO TO 4010
6000  RETURN
      END
```

Программа 8-6

```
      SUBROUTINE OGR
C     ****************************************
C     * ПОДПРОГРАММА ПРОВЕРКИ ОГРАНИЧЕНИЙ *
C     ****************************************
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOB,KSX,NU,
     * KT1,KT2,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,KDEL,L,MM,MP,KDOB
      COMMON /YA/TAU,DIF,MSISTA,MSTRUT,IISH,IREZ,MSUM,N,SPB,F,PI,KDCH,
     * PDT,UHE,UAH,VSO,VHO,VSS,VRS,UAB,TEM,ALTEFL,VFAKT,TOR3,G,EM,
     * CU1,CU2,UVV,VVV,AU1VV,AU2VV,AU3VV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,
     * SSDOP,MMDOP,MPDOP,TEMDOP,LDOP,YLDOP,RGSVV,RCRVV,DAVV,INEPRI,
     * DA,X,Y,Z,S,T,U,V,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     * HZSM,HJSM,PLSM,ISTA,HZRM,HJRM,BPRM,IROT,
     * HZSMVV,HJSMVV,PLSMVV,HZRMVV,HJRMVV,BPRMVV,
     * PUD,GD,DRVV,DROD,DR,DEL,DELDO,DELVV,BJSBZS,BJRBZR,
     * ROS,ROR,Z1,Z2,PS,PR,RET,KOB,KSX,MA1,DA1,DA1VV,MA2,DA2,DA2VV,
     * NU,KT1,KT2,AK,HK,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,
     * FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FMOS,KDEL,RGS,RSS,ROSF,RGR,RSP,ROR0,
     * RMEM,VRS,VR1,CH1,VX1,CX1,VR2,CH2,VX2,CX2,VMP,
     * VSR,BPSSR,MPS,MS1,MS2,MS3,DPRIM,HJP,HZR,TR,RPR,HPROD,
     * BPRVV,ROK,ROROD,RORVV,HZR,BPR1,BPR2,H,MR1,MR2,SPR,NPR,
     * D,HJS,DEJS,HZS,TS,BZS,DEZS,BPS1,BPS2,
     * ROS,ROSDD,ROSVV,BPS,BPSDD,BPSVV,L,COG,SIG,C1,
     * P1,EFF,R1,X1,R2,X2,RM,XM,R2G,X2G,COSFI,
     * MM,MP,SS,ALFA,W,Q,K2,K1,P,FR,U1,SEFF,A1,AL,EL,CL,JEST
      INTEGER P,Z1,Z2,A1
      IF (N.NE.0) GO TO 40
C* ПРОВЕРКА ДОПУСТИМОСТИ СКОЛЬЖЕНИЯ
      IF (SS.LE.SSDOP) GO TO 10
      N=1
      TYPE *,'!!! N=1. СКОЛЬЖЕНИЕ (S=',SS,') ПРЕВЫШАЕТ ДОПУСТ.ЗНАЧ. !!!
      GO TO 40
C* ПРОВЕРКА ДОПУСТИМОСТИ МАКСИМАЛЬНОГО МОМЕНТА
10    IF (MM.GE.MMDOP) GO TO 20
      N=2
      TYPE *,'!!! N=2. МАКС.МОМЕНТ (',MM,'НМ) МЕНЬШЕ ДОПУСТ.ЗНАЧ. !!!'
      GO TO 40
C* ПРОВЕРКА ДОПУСТИМОСТИ ПУСКОВОГО МОМЕНТА
20    IF (MP.GE.MPDOP) GO TO 30
      N=3
      TYPE *,'!!! N=3. ПУСК.МОМЕНТ (',MP,'НМ) МЕНЬШЕ ДОПУСТ.ЗНАЧ. !!!'
      GO TO 40
C* ПРОВЕРКА ДОПУСТИМОСТИ РАСЧЕТНОЙ ДЛИНЫ
30    IF (L.LE.LDOP) GO TO 35
      N=4
      TYPE *,'!!! N=4. ДЛИНА (L=',L,') ПРЕВЫШАЕТ ДОПУСТИМОЕ ЗНАЧ. !!!'
      GO TO 40
C* ПРОВЕРКА ДОПУСТИМОСТИ ПРЕВЫШЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ
35    IF (TEM.LE.TEMDOP) GO TO 50
      N=5
      TYPE *,'!!! N=5. НЕДОПУСТИМОЕ ПРЕВЫШ.ТЕМПЕРАТУРЫ (T=',TEM,')!!!'
40    F=1E+7
50    RETURN
      END
```

```
      SUBROUTINE POP
C     ****************************************************************
C     * ПОДПРОГРАММА ПОПЕРЕЧНОГО РАСЧЕТА ( ДЛЯ НАБОРА X,Y,Z,S,T,U ) *
C     ****************************************************************
      REAL KU,KFS,KFSA,KFSB,KFSKON
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOB,KSK,NU,
     * KT1,KT2,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,KDEL,L,MM,MP,KDOB
      COMMON /YA/TAU,SIF,HSISTA,HSIROT,TISH,IREZ,PSUP,N,SPS,F,PI,KDOB,
     * POT,DHE,OAM,VSO,VRO,VSS,VRS,CAR,TFM,ALTFPL,VFAKT,TOKS,G,EN,
     * GU1,GU2,UVV,VVV,AU1VV,AU2VV,AU3VV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,
     * SSDOP,MMDOP,MPDOP,TEMDOP,LDOP,YLDOP,HUSVV,HURVV,DAVV,INFPRI,
     * DA,X,Y,Z,S,T,U,V,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     * HZSM,HJSM,PLSM,ISTA,HZRM,HJRM,RPRM,IROT,
     * HZSMVV,HJSMVV,PLSMVV,HZRMVV,HJRMVV,BPRMVV,
     * PUD,GD,DRVV,DROD,DR,DEL,DELOD,DELVV,BJSBZS,BJRBZR,
     * PDS,PDR,Z1,Z2,PS,PR,KET,KOB,KSK,MA1,DA1,DA1VV,MA2,DA2,DA2VV,
     * NU,KT1,KT2,AK,BK,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,
     * FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FMDS,KDEL,RGS,RSS,HUSR,RGR,RSR,HURR,
     * PMEH,VPS,VR1,CR1,VX1,LX1,VR2,LR2,VX2,CX2,VRM,
     * VXM,BPSSR,HPS,HS1,HS2,HS3,DRKIM,HJR,HZR,TR,BPR,BPROD,
     * BPRVV,HUR,HUROD,HURVV,BZR,BPR1,BPR2,H,HR1,HR2,SPR,HRR,
     * D,HJS,DEJS,HZS,TS,BZS,DEZS,BPS1,BPS2,
     * HUS,HUSOD,HUSVV,BPS,BPSOD,BPSVV,L,COG,SIG,C1,
     * PI,EFF,R1,A1,R2,X2,RM,XM,C2G,X2G,COSFI,
     * MM,MP,SS,ALFA,W,O,P2,M1,P,FH,U1,SEFF,A1,AL,BL,CL,JEST
      COMMON /YE/BD(21),
     * /YE1/HZ1(21)/YE2/HJ1(21),/YE3/HZ2(21)/YE4/HJ2(21)
      INTEGER P,Z1,Z2,A1
      N=0
      F=1E+07
C     **********************
C     * СЕРДЕЧНИК СТАТОРА *
C     **********************
C* SIPZ,G1,G2,G3,G4,GA,GB- ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ
      SIPZ=SIN(PI*P/Z2)
      G1=1/(KEF1*KL1)
      G2=1/(KEF2*KL2)
      G3=G1/X
      G4=G1/(2*P*Y)
      IF (ISTA.EQ.1) GO TO 10
      IF (ISTA.EQ.3) GO TO 20
C* ДЛЯ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ПАЗОВ СТАТОРА (ISTA=2):
      GA=1-G3
      GB=1+2*G4

C* D- ВНУТРЕННИЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА СТАТОРА (ДИАМЕТР РАСТОЧКИ)
      D=(DA-4/3*MA1*DA1-2*U/KZS/GA)/GB
C* TS- ЗУБЦОВОЕ ДЕЛЕНИЕ СТАТОРА
      TS=PI*D/Z1
C* BPS- ШИРИНА ПАЗА СТАТОРА
      BPS=TS*GA
C* HPS- ВЫСОТА ПАЗА СТАТОРА
      HPS=TS*U/(KZS*BPS)
C* SPS- ПЛОЩАДЬ ПАЗА СТАТОРА
      SPS=HPS*BPS
C* HZS- ВЫСОТА ЗУБЦА СТАТОРА
      HZS=HPS
C* HJS- ТОЛЩИНА ЯРМА СТАТОРА
      HJS=(DA-D)/2-HZS
C* BZSMI,BZSMA- МИНИМАЛЬНАЯ И МАКСИМАЛЬНАЯ ТОЛЩИНА ЗУБЦА СТАТОРА
      BZSMI=PI*D/Z1-BPS
      BZSMA=PI*(D+2*HZS)/Z1-BPS
C* ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАМАГНИЧИВАЮЩЕЙ СИЛЫ СТАТОРНЫХ ЗУБЦОВ FZS
      XA=X*BZSMI*2/(BZSMI+BZSMA)
      XB=X*BZSMI/BZSMA
      FZS=2*HZS*(HX(X)+4*HX(XA)+HX(XB))/6
C* DEJS- ПЛОЩАДЬ ЯРМА СТАТОРА В ПОПЕРЕЧНОМ РАЗРЕЗЕ
      DEJS=PI*HJS*(DA-HJS)
C* VPS- "ГОРОЧНЫЕ" ПОТЕРИ В СЕРДЕЧНИКЕ СТАТОРА, ВТ/М
      VPS=7800*(1.8*Z1*X**2*BZSMI**2*HZS/(BZSMI-BZSMA)*
     * ALOG(BZSMA/BZSMI)+1.5*Y**2*DEJS)*EFF1*KL1*PUD
      GO TO 100
C* TAS,TAR,SI1,CO1,TA1,G5- ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ
C* ДЛЯ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНЫХ (ISTA=1) ПАЗОВ СТАТОРА:
10    TAS=SIN(PI*PS/180)/COS(PI*PS/180)
      TAR=SIN(PI*PR/180)/COS(PI*PR/180)
C* ДЛЯ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНЫХ (ISTA=1) И ОВАЛЬНЫХ (ISTA=3) ПАЗОВ СТАТОРА:
20    SI1=SIN(PI/Z1)
      CO1=COS(PI/Z1)
      TA1=SI1/CO1
      G5=G3*(.5+G4)+G4**2-.25
C* ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ФОРМЫ ПАЗА СТАТОРА
      KFSA=1.05
      KFSB=1.0
```



```
30    KFS=(KFSA+KFSB)/2
C* G6- ВСПОМОГАТЕЛЬНАЯ ВЕЛИЧИНА
      G6=G3+2*G4+2*KFS*U/(DA*KZS)
C* D- ДИАМЕТР РАСТОЧКИ СТАТОРА
      D=(DA-4/3*MA1*DA1)/(G6+SQRT(G6**2-4*G5))
C* HJS- ТОЛЩИНА ЯРМА СТАТОРА
      HJS=D*G4+2/3*MA1*DA1
C* DEJS- ПЛОЩАДЬ ЯРМА СТАТОРА В ПОПЕРЕЧНОМ РАЗРЕЗЕ
      DEJS=PI*HJS*(DA-HJS)
C* HZS- ВЫСОТА СТАТОРНОГО ЗУБЦА
      HZS=.5*(DA-D)-HJS
C* TS- ЗУБЦОВОЕ ДЕЛЕНИЕ СТАТОРА
      TS=PI*D/Z1
C* BZS- ШИРИНА СТАТОРНОГО ЗУБЦА
      BZS=TS*G3
C* DEZS- СУММАРНАЯ РАСЧЕТНАЯ ПЛОЩАДЬ ЗУБЦОВ СТАТОРА В ПОПЕРЕЧНОМ РАЗРЕЗЕ
      DEZS=Z1*BZS*HZS
C* HUS- ВЫСОТА УСИКА (ШЛИЦА)
      HUS=HUS*HUSOD*TS
C* BPS- ШИРИНА ПАЗОВОГО ОТКРЫТИЯ
      BPS=BPS*BPSOD*TS
      IF (ISTA.EQ.1) GO TO 40
C* ДЛЯ ОВАЛЬНОГО ПАЗА:
C* RGS- БОЛЬШОЙ РАДИУС ПАЗА СТАТОРА
      RGS=((DA-2*HJS)*SI1-BZS)/2/(1+SI1)
C* FIS- ВСПОМОГАТЕЛЬНАЯ ВЕЛИЧИНА (ДЛЯ RSS)
      FIS=(SQRT(D**2-BPS**2)-BZS/SI1)/2+HUS
C* RSS- МАЛЫЙ РАДИУС ПАЗА СТАТОРА
      RSS=(FIS*SQRT((FIS*SI1)**2-(BPS/2*CO1)**2))*TA1/CO1
C* SPS- ПЛОЩАДЬ ПАЗА СТАТОРА В ПОПЕРЕЧНОМ РАЗРЕЗЕ
      SPS=PI*RGS**2*(.5+1/Z1)+(RGS**2-RSS**2)/TA1
      GO TO 50
C* ДЛЯ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНОГО ПАЗА:
C* BPS1,BPS2- РАЗМЕРЫ ПАЗА СТАТОРА (ПО ШИРИНЕ)
40    BPS1=(SQRT(D**2+BPS**2)+2*HUS-BPS*TAS-BZS/SI1)/(1/TA1-TAS)
      BPS2=SI1*SQRT(((DA-2*HJS)**2-BZS**2)-BZS*CO1
C* SPS- ПЛОЩАДЬ ПАЗА СТАТОРА
      SPS=(BPS2**2-BPS1**2)/(4*TA1)
C* KFSKON- КОНТРОЛЬНОЕ ЗНАЧЕНИЕ ДЛЯ ВЕЛИЧИНЫ KFS
50    KFSKON=(.785*(DA**2-D**2)-DEZS-DEJS)/(SPS*Z1)
      IF ((KFSB-KFSA)/KFSA.LL..001) GO TO 70
      IF ((KFS-KFSKON).LE.0.) GO TO 60
      KFSB=KFS
      GO TO 30
60    KFSA=KFS
      GO TO 30
C* VPS- "ГОРОЧНЫЕ" ПОТЕРИ В СЕРДЕЧНИКЕ СТАТОРА, ВТ/М
70    VPS=7800*PUD*KEF1*KL1*(1.8*X**2*DEZS+1.5*Y**2*DEJS)
      IF (ISTA.EQ.1) GO TO 80
C* BPSSR- ШИРИНА ПАЗА СТАТОРА В МЕСТЕ ПРИЛЕГАНИЯ СЛОЕВ
C* HS1,HS2,HS3,HUS0- РАЗМЕРЫ ЭЛЕМЕНТОВ ПАЗА СТАТОРА ПО ВЫСОТЕ
C* HPS- ВЫСОТА ПАЗА СТАТОРА
C* ДЛЯ ОВАЛЬНОГО ПАЗА СТАТОРА:
      BPSSR=SQRT(P*RSS**2+SPS*TA1)

      HS2=(BPSSR/2-RSS)/TA1
      HS1=(DA-BZS/SI1)/2-HJS-HS2-RSS/SI1-HUS
      HUS0=HUS-BPS**2/4/RSS/(1+SQRT(1-BPS**2/4/RSS**2))
      HPS=DA/2-HJS-SQRT(D**2-BPS**2)/2
      IF ((RSS-BPS/2).GE.PLSM) GO TO 90
      N=6
      TYPE *,'!!! N=6, НЕВЫПОЛНИМОСТЬ ПАЗА СТАТОРА (PLSM) !!!'
      TYPE *,'!!! РАДИУС RSS=',RSS,',ШИРИНА ШЛИЦА BPS=',BPS,'!!!'
      GO TO 290
C* ДЛЯ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНОГО ПАЗА СТАТОРА:
80    HPS=SQRT((.5*DA-HJS)**2-.25*BPS2**2)-.5*SQRT(D**2-BPS**2)
      HS3=(BPS1-BPS)*TAS/2
      HS2=(HPS-HUS-HS3)/(BPS2-BPS1)*(SQRT(.5*(BPS1**2+BPS2**2))-BPS1)
      HS1=HPS-HS2-HS3-HUS
      BPSSR=BPS1+2*HS2*TA1
      IF ((BPS1-BPS)/2.GE.PLSM) GO TO 90
      N=7
      TYPE *,'!!! N=7, НЕВЫПОЛНИМОСТЬ ПАЗА СТАТОРА (PLSM) !!!'
      TYPE *,'!!! ШИРИНА ПАЗА BPS1=',BPS1,',ШИР. ШЛИЦА BPS=',BPS,'!!!
      GO TO 290
C* FZS- НАМАГНИЧИВАЮЩАЯ СИЛА ЗУБЦОВ СТАТОРА
90    FZS=2*HX(X)*HZS
C* ПРОВЕРКА ДОПУСТИМОСТИ ТОЛЩИНЫ СТАТОРНОГО ЯРМА
100   IF (HJS.GE.HJSM) GO TO 110
      N=8
      TYPE *,'!!! N=8, НЕВЫПОЛНИМОСТЬ ЯРМА СТАТОРА (HJSM) !!!'
      TYPE *,'!!! ТОЛЩИНА ЯРМА СТАТОРА HJS=',HJS,'!!!'
      GO TO 290
C* ПРОВЕРКА ДОПУСТИМОСТИ ВЫСОТЫ СТАТОРНОГО ЗУБЦА
110   IF(HZS.GE.HZSM) GO TO 120
      N=9
      TYPE *,'!!! N=9, НЕВЫПОЛНИМОСТЬ ЗУБЦА СТАТОРА (HZSM) !!!'
      TYPE *,'!!! ВЫСОТА ЗУБЦА HZS=',HZS,'!!!'
      GO TO 290
```

```
C* TAU- ПОЛЮСНОЕ ДЕЛЕНИЕ
120     TAU=PI*D/2/P
C* DEL- ВОЗДУШНЫЙ ЗАЗОР
        DEL=DEL*DELCO*TAU
C       *********************
C       * СЕРДЕЧНИК РОТОРА *
C       *********************
C* SI2,CO2,TA2- ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ
        SI2=SIN(PI/Z2)
        CO2=COS(PI/Z2)
        TA2=SI2/CO2
C* DPRIM- НАРУЖНЫЙ ДИАМЕТР РОТОРА
        DPRIM=D-2*DEL
C* DR- ВНУТРЕННИЙ ДИАМЕТР РОТОРНОГО ПАКЕТА
        DR=DH*DRDD*D
C* HJR- ТОЛЩИНА РОТОРНОГО ЯРМА
        HJR=.5*G2*D/(P*S)*2/3*DA2*HA2-DR*GD
C* HZR- ВЫСОТА ЗУБЦА РОТОРА
        HZR=(DPRIM-DR)/2-HJR
C* HPR- ВЫСОТА ПАЗА РОТОРА
        HPR=HZR
C* ПРОВЕРКА ДОПУСТИМОСТИ ТОЛЩИНЫ ЯРМА РОТОРА
        IF (HJR.GE.HJRM) GO TO 130
        N=10
        TYPE *,'!!! N=10, НЕВЫПОЛНИМОСТЬ ЯРМА РОТОРА (HJRM) !!!'
        TYPE *,'!!! ТОЛЩИНА ЯРМА РОТОРА HJR=',HJR,'!!!'
        GO TO 290
C* ПРОВЕРКА ДОПУСТИМОСТИ ВЫСОТЫ ЗУБЦА РОТОРА
130     IF (HZR.GE.HZRM) GO TO 140
        N=11
        TYPE *,'!!! N=11, НЕВЫПОЛНИМОСТЬ ЗУБЦА РОТОРА (HZRM) !!!'
        TYPE *,'!!! ВЫСОТА ЗУБЦА РОТОРА HZR=',HZR,'!!!'
        GO TO 290
C* TR- ЗУБЦОВОЕ ДЕЛЕНИЕ РОТОРА
140     TR=PI*DPRIM/Z2
        IF (IROT.EQ.2) GO TO 150
C* BPR- ОТКРЫТИЕ ОВАЛЬНОГО ИЛИ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНОГО ПАЗА
        BPR=BPR*BPROD*TR
        GO TO 160
C* BPR- ШИРИНА ПРЯМОУГОЛЬНОГО ПАЗА РОТОРА
150     BPR=PI/Z2*(DR+2*HJR-G2*D/Z)
C* KDEL- КОЭФФИЦ.ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА, FDEL- Н.С. ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА
160     G7=TS+10*DEL
        G8=TR+10*DEL
        KDEL=G7*G8/((G7-BPS)*(G8-BPR))
        FDEL=1.6E+06*DEL*KDEL*T
        IF (IROT.NE.2) GO TO 170
C* ДЛЯ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ПАЗОВ РОТОРА (IROT=2):
C* SPR- ПЛОЩАДЬ ПАЗА РОТОРА
        SPR=HPR*BPR
C* BZRMI,BZRMA- МИНИМАЛЬНАЯ И МАКСИМАЛЬНАЯ ШИРИНА ЗУБЦА РОТОРА
        BZRMI=PI*(DPRIM-2*HZR)/Z2-BPR
        BZRMA=PI*DPRIM/Z2-BPR
C* ОПРЕДЕЛЕНИЕ Н.С. ЗУБЦОВ РОТОРА (FZR)
        ZA=Z*BZRMI*2/(BZRMI+BZRMA)
        ZB=Z*BZRMI/BZRMA
        FZR=2*HZR*(HZ(Z)+4*HZ(ZA)+HZ(ZB))/6
        GO TO 200
C* ДЛЯ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНЫХ И ОВАЛЬНЫХ ПАЗОВ РОТОРА:

C* HUR- ВЫСОТА "УСИКА" (ШЛИЦА) РОТОРНОГО ЗУБЦА
170     HUR=HUR+HURDD*TR
C* BZR- ШИРИНА ЗУБЦА РОТОРА
        BZR=TR*G2/Z
C* FZR- НАМАГНИЧИВАЮЩАЯ СИЛА ЗУБЦОВ РОТОРА
        FZR=2*HZ(Z)*HZR
        IF (IROT.EQ.1) GO TO 180
C* ДЛЯ ОВАЛЬНОГО ПАЗА РОТОРА:
C* RSR- РАДИУС У ОСНОВАНИЯ РОТОРНОГО ПАЗА (МАЛЫЙ РАДИУС)
        RSR=((DR+2*HJR)*SI2-BZR)/2/(1-SI2)
C* FIR- ВСПОМОГАТЕЛЬНАЯ ВЕЛИЧИНА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ RGR
        FIR=.5*(SQRT(DPRIM**2-BPR**2)-BZR/SI2)-HUR
C* RGR- РАДИУС У ВЕРШИНЫ РОТОРНОГО ПАЗА (БОЛЬШОЙ РАДИУС)
        RGR=(FIR-SQRT((FIR*SI2)**2-(BPR/2*CO2)**2))*TA2/CO2
C* HPR- ВЫСОТА ПАЗА РОТОРА
        HPR=(SQRT(DPRIM**2-BPR**2)-DR)/2-HJR
C* HURR- РАЗМЕР В ЗОНЕ ОТКРЫТИЯ ПАЗА РОТОРА
        HURR=HUR-BPR**2/4/RGR/(1+SQRT(1-BPR**2/4/RGR**2))
C* SPR- ПЛОЩАДЬ ПАЗА РОТОРА
        SPR=PI/2*(RGR**2+RSR**2)+(RGR**2-RSR**2)*(PI/Z2+1/TA2)+BPR*HUR
        IF ((2*RSR).GE.BPRM) GO TO 200
        N=12
        TYPE *,'!!! N=12, НЕВЫПОЛНИМОСТЬ ПАЗА РОТОРА (BPRM) !!!'
        TYPE *,'!!! МАЛЫЙ РАДИУС RSR=',RSR,'!!!'
        GO TO 290
C* ДЛЯ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНОГО ПАЗА РОТОРА:
C* B,BPR1,BPR2- РАЗМЕРЫ ПАЗА РОТОРА (ПО ШИРИНЕ)
180     BPR2=(DR+2*HJR)*TA2-BZR/CO2
        IF (BPR2.GE.BPRM) GO TO 190
```



```
        N=13
        TYPE *,'!!! N=13, НЕВЫПОЛНИМОСТЬ ПАЗА РОТОРА (BPRM) !!!'
        TYPE *,'!!! ШИРИНА ПАЗА BPR2=',BPR2,'!!!'
        GO TO 290
190     B=.5*((SQRT(DPRIM**2-BPR**2)-2*HUR)*TA2-BZR/CO2-BPR)/(1+TA2*TA2)
        BPR1=BPR+2*B
C* HR1,HR2- РАЗМЕРЫ ПАЗА РОТОРА (ПО ВЫСОТЕ)
        HR2=B*TA2
        HR1=.5*(BPR1-BPR2)/TA2
C* HPR- ВЫСОТА ПАЗА РОТОРА
        HPR=HR1+HR2+HUR
C* SPR- ПЛОЩАДЬ ПАЗА РОТОРА
        SPR=.5*((BPR1+BPR2)*HR1+(BPR1+BPR)*HR2)+BPR*HUR
C       ******************
C       *. ЛОБОВЫЕ ЧАСТИ *
C       ******************
C* AK,BK- РАДИАЛЬНЫЙ И АКСИАЛЬНЫЙ РАЗМЕРЫ КОРОТКОЗАМЫКАЮЩЕГО КОЛЬЦА
200     AK=1.3*HZR
        BK=SPR*Z2/(2*AK*KU*SIP2)
C* BKAT- ШИРИНА СТАТОРНОЙ КАТУШКИ
        BKAT=PI*(D+HPS)/2/P*BET
C* LL1,LB1- ДЛИНА И ВЫЛЕТ ЛОБОВОЙ ЧАСТИ СТАТОРА
        IF (JEST.EQ.1) GO TO 210
        LL1=AL+BKAT+2*BL
        LB1=CL*BKAT+BL
        GO TO 220
210     EC=(BPS+AL)/TS
        G9=BKAT/SQRT(1-EC**2)
        LL1=G9+HPS+2*BL
        LB1=G9*EC/2+HPS/2+BL
C       ***************************************
C       * МАГНИТНЫЕ ПРОВОДИМОСТИ РАССЕЯНИЯ *
C       ***************************************
C* KU- КОЭФФИЦ. ДЛЯ РАСЧЕТА LAMPS (ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ДВУХСЛОЙН.ОБМОТКЕ)
220     KU=1.92*BET-.52
        IF (BET.LE..33) KU=.59*BET
        IF (BET.GE..66) KU=.74*BET+.26
        IF (ISTA.EQ.1) GO TO 240
        IF (ISTA.EQ.3) GO TO 230
C* ДЛЯ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ПАЗА СТАТОРА:
C* LAMPS(LAMPR)- ПАЗОВАЯ СОСТАВЛЯЮЩАЯ ПРОВОДИМ.РАССЕЯНИЯ СТАТ.(РОТ.)
        LAMPS=(.4*HPS/(2*BPS)+.15*HPS/HPS)*KU+
     *  .4*HPS/(6*HPS)+.05*HPS/(4*HPS)
        GO TO 250
C* ДЛЯ ОВАЛЬНОГО ПАЗА СТАТОРА:
230     LAMPS=(HS2/(HPSSR+2*RSS)+HUS/HPS+.785)*KU+
     *  HS1/6/(HPSSR+2*RGS)+HS2/6/(HPSSR+2*RSS)+.05
        GO TO 250
C* ДЛЯ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНОГО ПАЗА СТАТОРА:
240     LAMPS=(HS2/(HPSSH+BPS1)+2*HS1/(BPS1+BPS)+HUS/BPS)*KU+
     *  HS1/6/(BPS2+HPSSH)+HS2/6/(HPS1+HPSSH)
250     IF (IROT.EQ.1) GO TO 270
        IF (IROT.EQ.3) GO TO 260
C* ДЛЯ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ПАЗА РОТОРА:
        LAMPR=HPR/(2*BPR)
        GO TO 280
C* ДЛЯ ОВАЛЬНОГО ПАЗА РОТОРА:
260     LAMPR=.66*(HPR-HURR-RSR-RGR)/3/(RSR+RGR)+HUR/(3*BPR)
        GO TO 280
C* ДЛЯ ТРАПЕЦЕИДАЛЬНОГО ПАЗА РОТОРА:
270     LAMPR=2*HR1/(3*(BPR1+BPR2))+2*HR2/(3*(BPR1+BPR))+HUR/(3*BPR)
C* LAMDS(LAMDR)- ПРОВОДИМОСТЬ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬН. РАССЕЯНИЯ СТАТ.(РОТОРА)
280     LAMDS=(TS-BPS-BPR)/(12.*DEL)*(.4*BET+.6)
        LAMDR=(TS-BPS-BPR)/(12.*DEL)

C       *********************************
C       * Н.С. И РАЗДЕЛЕННЫЕ ПАРАМЕТРЫ *
C       *********************************
C* FZS(FJS)- Н.С. ЯРМА СТАТОРА (РОТОРА)
        FJS=PI*HY(Y)*(DA-HJS)/(2*P)
        FJR=PI*HS(S)*(DR+HJR)/(2*P)
C* FMDS- М.Д.С. МАГНИТНОЙ ЦЕПИ
        FMDS=FZS+FZR+FJS+FJR+FDEL
C* VR1,VX1,VR2,VX2,VRM,VXM- "ПОГОННЫЕ" СОПРОТИВЛЕНИЯ ЦЕПЕЙ
C* СТАТОРА,РОТОРА И КОНТУРА НАМАГНИЧИВАНИЯ (В РАСЧЕТЕ НА ВИТОК)
        VR1=4*RO5*M1*L1*KT1/(SPS*K29*Z1)
        VX1=.0079316*F*M1*(LAMPS+LAMDS)/Z1
        VR2=4*RDR*M1*KL2*KT2/(SPR*Z*Z2*KSK**2)
        VX2=.0079316*F*M1*KOB**2*(LAMPR+LAMDR)/(KSK**2*Z2)
        VRM=.81*VRS*M1*(POB/P/FMDS)**2
        VXM=4*M1*KOB**2*F*T*L/(P**2*FMDS)
C* CR1,CX1,CR2,CX2- СОПРОТИВЛЕНИЯ (В РАСЧЕТЕ НА ВИТОК),
C* ОБУСЛОВЛЕННЫЕ СТРУКТУРОЙ ЛОБОВЫХ ЧАСТЕЙ СТАТОРА И РОТОРА
        CR1=VR1*LL1/(KL1*KT1)
        CX1=.30925*M1*F*(LL1-.64*BET/P)/P
        CR2=8*PI*RO*CPRGR*M1*KOB**2/(SPR*Z2**2*SIP2*KZR*KSK**2)
        CX2=.00911*M2*F*M1*KOB**2*(DPRIM-AK)*ALOG10((4.7*(DPRIM-AK))/
     *  (AK+(1+INPP1)*2*BK))/(KSK*Z2*SIP2)**2
290     RETURN
        END
```

11 Заказ № 1588

```
      FUNCTION HX(X)
C     ****************************************************************
C     * ПОДПРОГРАММА-ФУНКЦИЯ, РЕАЛИЗУЮЩАЯ ЗАВИСИМОСТЬ H ОТ B *
C     * ДЛЯ ЗУБЦОВ СТАТОРА                                   *
C     ****************************************************************
      COMMON /YE/BO(21),/YE1/HZ1(21)
      K=0
   10 K=K+1
      IF (BO(K).LT.X) GO TO 10
      IF (K.GE.21) GO TO 20
      HX=(X-BO(K-1))*(HZ1(K)-HZ1(K-1))/(BO(K)-BO(K-1))+HZ1(K-1)
      GO TO 30
   20 HX=(X-BO(20))*(HZ1(21)-HZ1(20))/(BO(21)-BO(20))+HZ1(20)
   30 RETURN
      END
```

Программа 8-9

```
      FUNCTION HY(Y)
C     ****************************************************************
C     * ПОДПРОГРАММА-ФУНКЦИЯ, РЕАЛИЗУЮЩАЯ ЗАВИСИМОСТЬ H ОТ B *
C     * ДЛЯ ЯРМА СТАТОРА                                     *
C     ****************************************************************
      COMMON /YE/BO(21),/YE2/HJ1(21)
      K=0
   10 K=K+1
      IF (BO(K).LT.Y) GO TO 10
      IF (K.GE.18) GO TO 20
      HY=(Y-BO(K-1))*(HJ1(K)-HJ1(K-1))/(BO(K)-BO(K-1))+HJ1(K-1)
      GO TO 30
   20 HY=(Y-BO(17))*(HJ1(18)-HJ1(17))/(BO(18)-BO(17))+HJ1(17)
   30 RETURN
      END
```

Программа 8-10

```
      FUNCTION HZ(Z)
C     ****************************************************************
C     * ПОДПРОГРАММА-ФУНКЦИЯ, РЕАЛИЗУЮЩАЯ ЗАВИСИМОСТЬ H ОТ B *
C     * ДЛЯ ЗУБЦОВ РОТОРА                                    *
C     ****************************************************************
      COMMON /YE/BO(21),/YE3/HZ2(21)
      K=0
   10 K=K+1
      IF (BO(K).LT.Z) GO TO 10
      IF (K.GE.21) GO TO 20
      HZ=(Z-BO(K-1))*(HZ2(K)-HZ2(K-1))/(BO(K)-BO(K-1))+HZ2(K-1)
      GO TO 30
   20 HZ=(Z-BO(20))*(HZ2(21)-HZ2(20))/(BO(21)-BO(20))+HZ2(20)
   30 RETURN
      END
```

Программа 8-11

```
      FUNCTION HS(S)
C     ****************************************************************
C     * ПОДПРОГРАММА-ФУНКЦИЯ, РЕАЛИЗУЮЩАЯ ЗАВИСИМОСТЬ H ОТ B *
C     * ДЛЯ ЯРМА РОТОРА                                      *
C     ****************************************************************
      COMMON /YE/BO(21),/YE4/HJ2(21)
      K=0
   10 K=K+1
      IF (BO(K).LT.S) GO TO 10
      IF (K.GE.18) GO TO 20
      HS=(S-BO(K-1))*(HJ2(K)-HJ2(K-1))/(BO(K)-BO(K-1))+HJ2(K-1)
      GO TO 30
   20 HS=(S-BO(17))*(HJ2(18)-HJ2(17))/(BO(18)-BO(17))+HJ2(17)
   30 RETURN
      END
```



```
      SUBROUTINE DLI
C     ****************************************************************
C     * ПОДПРОГРАММА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДЛИНЫ, СООТВЕТСТВУЮЩЕЙ ЗНАЧЕНИЮ V *
C
C     ****************************************************************
      REAL LA,LB
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOH,KSK,NU,
     *KT1,KT2,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMOS,LAMOR,KDEL,L,MM,MP,KDOH
      COMMON /YA/TAU,D1F,MS1STA,MSTROT,I1SH,IHEZ,PSUM,N,SPS,F,P1,KDOH,
     *POT,ORE,DAM,VSO,VRO,VSS,VRS,GAB,TEM,ALTEPL,VFAKT,TOKS,G,EM,
     *GU1,GU2,UVV,VVV,AU1VV,AU2VV,AU3VV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,
     *SSDOP,MMDOP,MPDOP,TEMDOP,LDOP,YLDOP,HOSVV,HORVV,DAVV,INLPHI,
     *DA,X,Y,Z,S,T,U,V,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     *HZSM,HJSM,PLSM,ISTA,HZRM,HJRM,BPRM,IROT,
     *HZSMVV,HJSMVV,PLSMVV,HZRMVV,HJRMVV,BPRMVV,
     *PUD,GU,DRVV,DROD,DR,DEL,DELOD,DELVV,HJSHZS,HJRHZR,
     *POS,ROR,Z1,Z2,PS,PR,BET,KOH,KSK,MA1,DA1,DA1VV,MA2,DA2,DA2VV,
     *NU,KT1,KT2,AK,MP,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMOS,LAMOR,
     *FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FMDS,KDEL,RGS,RSS,HUSS,HCR,BSH,HUHO,
     *PHEM,VPS,VR1,CR1,VX1,CX1,VR2,CR2,VX2,CX2,VRM,
     *VXM,RPSSR,MFS,MS1,MS2,MS3,DPHIM,HJR,HZR,TW,BPH,BPMOD,
     *BPHVV,HUP,HUROD,HURVV,BZR,HPR1,HPR2,B,HR1,HR2,SPR,HPR,
     *C,HJS,DEJS,HZS,TS,BZS,DEZS,BPS1,HPS2,
     *HUS,HUSOD,HUSVV,BPS,BPSOD,BPSVV,L,COG,SIG,C1,
     *P1,EFF,R1,X1,R2,X2,RM,XM,R26,X26,COSF1,
     *MM,MP,SS,ALFA,H,Q,P2,M1,P,FM,U1,SEFF,A1,AL,B1,CL,JEST
      INTEGER P,Z1,Z2,A1
      IF (N.NE.0) GO TO 60
C     **************************************************
C     * ОПРЕДЕЛЕНИЕ КРИТИЧЕСКОЙ ДЛИНЫ                   *
C     * (ПРИНИМАЕМОЙ ПО УСЛОВИЮ МЕХАНИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ) *
C     **************************************************
      LA=TAU/8
      LB=TAU*8
      L=LB
      CALL KRI
      IF (G.GT.0) GO TO 10
      N=10
      TYPE *,'!!! N=10, ТРЕБУЕМАЯ МОЩНОСТЬ НЕ ОБЕСПЕЧ. ПРИ L=8*TAU !!!'
      GO TO 60
   10 L=(LA+LB)/2
      IF (((LB-LA)/LA).LE..01) GO TO 20
      CALL KRI
      IF (G.LE.0) GO TO 15
      LB=L
      GO TO 10
   15 LA=L
      GO TO 10
C     **************************************************
C     * ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДЛИНЫ L, СООТВЕТСТВУЮЩЕЙ ЗАДАННОМУ V *
C     **************************************************
   20 LA=LB
      LB=8*TAU
      L=LA
      CALL KRI
      CALL VFA
      IF ((V-VFAKT).LT.0) GO TO 30
      N=15
      TYPE *,'!!! N=15, СЛИШКОМ ВЕЛИКО ПРОИЗВЕДЕНИЕ A*J(V) !!!'
      TYPE *,'!!! V ДОЛЖНО БЫТЬ МЕНЬШЕ ВЕЛИЧИНЫ',VFAKT,' !!!'
      GO TO 60
   30 L=LB
      CALL KRI
      CALL VFA
      IF ((V-VFAKT).GE.0) GO TO 40
      N=16
      TYPE *,'!!! N=16, СЛИШКОМ МАЛО ПРОИЗВЕДЕНИЕ A*J(V) !!!'
      TYPE *,'!!! V ДОЛЖНО БЫТЬ БОЛЬШЕ ВЕЛИЧИНЫ',VFAKT,' !!!'
      GO TO 60
   40 L=(LA+LB)/2
      IF (((LB-LA)/LA).LE..001) GO TO 55
      CALL KRI
      CALL VFA
      IF ((V-VFAKT).LE.0) GO TO 50
      LB=L
      GO TO 40
   50 LA=L
      GO TO 40
   55 L=LB
      CALL VIH
      GO TO 70
   60 I=I+1
   70 RETURN
      END
```

```
      SUBROUTINE VIH
C     ************************************************************
C     * ПОДПРОГРАММА РАСЧЕТА ВЫХОДНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ПРИ КОНКРЕТНОМ L *
C     ************************************************************
      REAL RR,RX
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOB,KSK,KU,
     * KT1,KT2,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMGS,LAMDR,KDEL,L,MM,MP,KDOB
      COMMON /YA/TAU,DIF,MSTSTA,MSTROT,TISH,TREZ,PSUM,N,SPS,F,PI,KOUH,
     * ROT,OHL,DAM,VSO,VRO,VSS,VRS,GAM,TEM,ALTEPL,VFAKT,TOKS,G,EM,
     * GU1,GU2,UVV,VVV,AU1VV,AU2VV,AU3VV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,
     * SSDOP,MMDOP,MPDOP,TEMDOP,LDOP,YLDOP,ROSVV,RORVV,DAVV,INEPRI,
     * DA,X,Y,Z,S,T,U,V,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     * HZSM,HJSM,PLSM,ISTA,HZRM,HJRM,HPRM,IROT,
     * HZSMVV,HJSMVV,PLSMVV,HZRMVV,HJRMVV,HPRMVV,
     * ROG,GO,DRVV,DRDD,DR,DEL,DELDD,DELVV,HJSBZS,HJRBZR,
     * ROS,ROR,Z1,Z2,PS,PR,RET,KOB,KSK,MA1,DA1,DA1VV,MA2,DA2,DA2VV,
     * NU,KT1,KT2,AR,BR,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,
     * FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FMDS,KDEL,RGS,RSS,RUSO,RGR,RSR,RURO,
     * PMEH,VPS,VR1,CR1,VX1,CX1,VR2,CR2,VX2,CX2,VRR,
     * VXR,BPSSO,HPS,HS1,HS2,HS3,DPRIM,HJR,HZR,TR,HPR,HPROD,
     * HPRVV,HUR,HURDD,HURVV,BZR,BPR1,BPR2,B,HR1,HR2,SPR,HPR,
     * D,HJS,DEJS,HZS,TS,BZS,DEZS,BPS1,BPS2,
     * HUS,HUSDD,HUSVV,HPS,BPSDD,BPSVV,L,COG,SIG,C1,
     * P1,EFF,R1,X1,R2,X2,RR,XR,R2G,X2G,COSF1,
     * MM,MP,SS,ALFA,R,U,P2,M1,P,FR,U1,SEFF,A1,AL,BL,CL,JEST
      COMMON /TH/IS
      INTEGER R,Z1,Z2,A1
      COMPLEX IS
      IF (N.NE.0) GO TO 70
      CALL KRI
      IF (G.GT.0) GO TO 10
      N=17
      TYPE *,'!!! N=17, НЕ ОБЕСПЕЧ.НОМИН.ПОЛЕЗН.МОЩНОСТЬ (G<0) !!!'
      F=1E+7
      GO TO 70
10    CALL VFA
C* Q- РЕАКТИВНАЯ МОЩНОСТЬ МАШИНЫ
      Q=M1*U1*ABS(AIMAG(IS))
C* P1- АКТИВНАЯ ПОТРЕБЛЯЕМАЯ МОЩНОСТЬ
      P1=M1*U1*REAL(IS)
C* PSUM- СУММАРНЫЕ ПОТЕРИ
      PSUM=(P1-P2)*KDOB
C* EFF- КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ
      EFF=P2/(P2+PSUM)
C* COSF1- КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ
      COSF1=P1/SQRT(P1**2+Q**2)
      G12=M1*U1**2*P/(2*PI*FR)
C* MM,MP- МАКСИМАЛЬНЫЙ И ПУСКОВОЙ МОМЕНТЫ
      MM=G12/(2*C1*(R1*COG-X1*SIG+SQRT(R1**2+X1**2+(C1*X2)
     * **2+2*C1*X2*(X1*COG+R1*SIG))))
C* DVADZE- УДВОЕННАЯ ПРИВЕДЕННАЯ ВЫСОТА ПРОВОДНИКА РОТОРА
      DVADZE=.094*P1*SQRT(.1*FR/ROR)*HPR
C* РАССЧИТЫВАЮТСЯ RR И RX, УЧИТЫВАЮЩИЕ ВЫТЕСНЕНИЕ ТОКА
      SINUS=SIN(DVADZE)
      COSIN=COS(DVADZE)
      EPX=EXP(DVADZE)
      EMX=1/EPX
      SIN1=(EPX-EMX)/2
      COH1=(EPX+EMX)/2
      RR=DVADZE/2*(SIN1+SINUS)/(COH1-COSIN)
      RX=3/DVADZE*(SIN1-SINUS)/(COH1-COSIN)
C* R2P,X2P- СОПРОТИВЛЕНИЯ РОТОРА ПРИ СКОЛЬЖЕНИИ РАВНОМ 1
      R2P=(RR*VR2*L+CR2)*R**2
      X2P=(RX*VX2*L+CX2)*R**2
      MP=G12*R2P/((R1*C1*(R2P*COG+X2P*SIG))**2+(X1*C1*(X2P*COG-
     * R2P*SIG))**2)
C* TEM- РАСЧЕТНОЕ ПРЕВЫШЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НАРУЖН.ПОВЕРХНОСТИ
C     НАД ТЕМПЕРАТУРОЙ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ
      TEM=PSUM/(ALTEPL*(PI*DA*(L*KL1*KT1+2*LB1)+PI/2*DA**2))
C* F- ЦЕЛЕВАЯ ФУНКЦИЯ
      F=PSUM*ROT+TOURE*(L*KL1*KT1*DA**2*GAM+(L*KL1*KT1+2*LB1)*DA**2*GAM+
     * SPS*Z1*HZS*(L*KL1*KT1*KT1*LL1)*VSO+
     * (SPR*Z2*HZR*L*KL2*KT2+2*AR*BR)*VRO+
     * (PI/4*(DA**2-DAM**2)-SPS*Z1)*KEF1*KL1*L*VSS+
     * (PI/4*(DPRIM**2-DR**2)-SPR*Z2)*KEF2*KL2*L*VSR)
70    RETURN
      END
```



```
      SUBROUTINE KRI
C     ************************************************************
C     * ПОДПРОГРАММА РАСЧЕТА G (КРИТЕРИЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ МЕХАНИЧ. МОЩНОСТИ) *
C     ************************************************************
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOB,KSK,KU,
     * KT1,KT2,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMGS,LAMDR,KDEL,L,MM,MP,KDOB
      COMMON /YA/TAU,DIF,MSTSTA,MSTROT,TISH,TREZ,PSUM,N,SPS,F,PI,KOUH
     * ROT,OHL,DAM,VSO,VRO,VSS,VRS,GAM,TEM,ALTEPL,VFAKT,TOKS,G,EM,
     * GU1,GU2,UVV,VVV,AU1VV,AU2VV,AU3VV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,
     * SSDOP,MMDOP,MPDOP,TEMDOP,LDOP,YLDOP,ROSVV,RORVV,DAVV,INEPRI,
     * DA,X,Y,Z,S,T,U,V,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     * HZSM,HJSM,PLSM,ISTA,HZRM,HJRM,HPRM,IROT,
     * HZSMVV,HJSMVV,PLSMVV,HZRMVV,HJRMVV,HPRMVV,
     * ROG,GO,DRVV,DRDD,DR,DEL,DELDD,DELVV,HJSBZS,HJRBZR,
     * ROS,ROR,Z1,Z2,PS,PR,RET,KOB,KSK,MA1,DA1,DA1VV,MA2,DA2,DA2VV,
     * NU,KT1,KT2,AR,BR,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,
     * FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FMDS,KDEL,RGS,RSS,RUSO,RGR,RSR,RURO,
     * PMEH,VPS,VR1,CR1,VX1,CX1,VR2,CR2,VX2,CX2,VRR,
     * VXR,BPSSO,HPS,HS1,HS2,HS3,DPRIM,HJR,HZR,TR,HPR,HPROD,
     * HPRVV,HUR,HURDD,HURVV,BZR,BPR1,BPR2,B,HR1,HR2,SPR,HPR,
     * D,HJS,DEJS,HZS,TS,BZS,DEZS,BPS1,BPS2,
     * HUS,HUSDD,HUSVV,HPS,BPSDD,BPSVV,L,COG,SIG,C1,
     * P1,EFF,R1,X1,R2,X2,RR,XR,R2G,X2G,COSF1,
     * MM,MP,SS,ALFA,R,U,P2,M1,P,FR,U1,SEFF,A1,AL,BL,CL,JEST
      INTEGER R,Z1,Z2,A1
C* R2G,X2G- УСЛОВНЫЕ ("ОДНОВИТКОВЫЕ") СОПРОТИВЛЕНИЯ РОТОРА
      R2G=VR2*L+CR2

      X2G=VX2*L+CX2
C* P2PRIM- ПОЛНАЯ МЕХАНИЧЕСКАЯ МОЩНОСТЬ, ВТ
      P2PRIM=P2+PMEH
C* GU0,GU1,GU2- ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ
      GU0=P2PRIM/M1*(P/(4.44*FR*KOB*T*D*L))**2
      GU1=1/(1+GU0*X2G**2/R2G)
      GU2=GU1*GU0*R2G
C* G- КРИТЕРИЙ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТРЕБУЕМОЙ МЕХАНИЧЕСКОЙ МОЩНОСТИ
      G=.25*GU1**2-GU2
C* ЕСЛИ G ПОЛОЖИТЕЛЬНАЯ ВЕЛИЧИНА, ТО МЕХАНИЧ.МОЩНОСТЬ ОБЕСПЕЧИВАЕТСЯ
C* ЕСЛИ G ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ВЕЛИЧИНА, ТО МЕХАНИЧ.МОЩН. НЕ ОБЕСПЕЧИВАЕТСЯ
      RETURN
      END
```

С этой целью при использовании операционной системы РАФОС компоновка заказывается путем набора на терминале следующего текста:

```
·R LINK
*U<GOL, ESL//
*VV1/0:1
*VV2/0:1
*RES, OGR/0:1
*POP, HX, HY, HZ, HS/0:2
*DLI, VIH,  KRI,  VFA/0:2
*PRP/0:2
*PRV/0:2//
```

Здесь головная программа GOL и подпрограмма ESL образуют корневой сегмент, который при работе постоянно должен находиться в ОЗУ. Кроме того, формирование трех оверлейных сегментов 1-го уровня производится соответственно с помощью под-

Программа 8.15

```
      SUBROUTINE VFA
C     **************************************
C     * ПОДПРОГРАММА РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ И ОПРЕДЕ- *
C     * ЛЕНИЯ ФАКТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ A (VFAKT)     *
C     **************************************
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOB,KSR,KU,
     *AT1,AT2,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,KEF,L,KH,KB,KUDH
      COMMON /YA/TAU,BIF,MSISTA,MSTROT,TSH,THF,TSDR,R,SPS,F,PI,KDEM,
     *PH1,BHE,GAM,VSO,VMO,VSS,VBS,GAB,TFM,ALIEPL,VFAKT,TOKS,G,FM,
     *GU1,GU2,UVV,VVV,AU1VV,AU2VV,AU3VV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,
     *SSDOP,MMDOP,MPDOP,TEMDOP,LDOP,YLDOP,PUSVV,RONVV,DAVV,INEPHI,
     *CA,P,Y,Z,S,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     *HZSH,HJSM,TSTA,HZHM,HJHM,HPHM,IROT,
     *HZSHVV,HJSHVV,HZMVV,HJRMVV,HPRMVV,
     *PUD,GD,BHVV,PRDD,DH,DEL,DELDD,DELVV,HJSHZS,FJHBZH,
     *HPS,RDH,Z1,Z2,PS,PH,HEY,KOB,KSR,HA1,DA1,DA1VV,HA2,DA2,DA2VV,
     *HL,HT1,HT2,AP,HR,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,
     *FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FHOS,HDEL,HGS,HSS,HUSP,HGR,HSR,HURP,
     *FPER,VPS,VR1,CR1,VX1,CX1,VR2,CR2,VX2,CX2,VRM,
     *VXM,HPSSP,HPS,HS1,HS2,HS3,DPR1M,HJR,HZR,TR,EPR,BPRDD,
     *BPRVV,HOP,HORDD,HORVV,HZR,HPR1,BPRZ,R,HR1,HR2,SPR,HPR,
     *U,HJS,DFJS,HZS,TS,HZS,DFZS,HPS1,HPS2,
     *HGS,HUSDD,HUSVV,HPS,HPSDD,HPSVV,L,COG,SIG,C1,
     *P1,EFF,R1,X1,R2,X2,RM,XM,R2G,X2G,COSFI,
     *RM,RP,SS,ALFA,R,U,R2,K1,P,FP,U1,SEFF,A1,AL,HL,CL,JFST
      COMMON /YH/IS
      INTEGER P,Z1,Z2,A1
      COMPLEX Z2S,IS,J
      J=(0.,1.)
C*  SS- СКОЛЬЖЕНИЕ В НОМИНАЛЬНОМ РЕЖИМЕ
C*       (GU1,GU2,G ОПРЕДЕЛЕНЫ В ПОДПРОГРАММЕ KRI)
      SS=GU2/(.5*GU1*SQRT(G))
C*  RIG,XIG- УСЛОВНЫЕ ("ОДНОФАЗНЫЕ") СОПРОТИВЛЕНИЯ СТАТОРА
      RIG=VR1*L*CR1
      XIG=VX1*L*CX1
C*  RMG,XMG- УСЛОВНЫЕ ("ОДНОФАЗНЫЕ") СОПРОТИВЛЕНИЯ КОНТУРА НАМАГНИЧ.
      RMG=VRM*L
      XMG=VXM*L
C*  GAMMA- УГОЛ НАКЛОНА ДИАМЕТРА НА КРУГОВОЙ ДИАГРАММЕ
      GAMMA=ATAN((XMG*RIG-XIG*RMG)/(XMG*(XIG+XMG)+RMG*(RIG+RMG)))
C*  C1- ОТНОШЕНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ В ЭДС В РЕЖИМЕ ИДЕАЛЬНОГО ХОЛОСТОГО ХОДА
      C1=SQRT(((RIG+RMG)**2+(XIG+XMG)**2)/(RMG**2+XMG**2))
C*  COG,SIG- ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ВЕЛИЧИНЫ
      COG=COS(GAMMA)
      SIG=SIN(GAMMA)
C*  ALFA- ОТНОШЕНИЕ ЭДС К НАПРЯЖЕНИЮ В НОМИНАЛЬНОМ РЕЖИМЕ
      ALFA=SQRT(((R2G/SS)**2+X2G**2)/((RIG+C1*(R2G/SS*COG+X2G*SIG))**2
     *+(XIG+C1*(X2G*COG-R2G/SS*SIG))**2))
C*  W- ЧИСЛО ВИТКОВ ФАЗЫ СТАТОРА
      W=U1*ALFA/(4.44*F*KOB*TOUHL)
C*  ПЕРЕХОД ОТ УСЛОВНЫХ ("ОДНОВИТКОВЫХ") СОПРОТИВЛЕНИЙ К РЕАЛЬНЫМ
      R1=RIG*W**2
      X1=XIG*W**2
      R2=R2G*W**2
      X2=X2G*W**2
      XM=XMG*W**2
      RM=RMG*W**2
C*  Z2S- ЭКВИВАЛЕНТНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ РОТОРНОЙ ЦЕПИ И КОНТУРА НАМАГНИЧИВ.
      Z2S=(R2/SS+J*X2)*(RM+J*XM)/(R2/SS+J*X2+RM+J*XM)
C*  IS- ТОК СТАТОРА В НОМИНАЛЬНОМ РЕЖИМЕ (КОМПЛЕКСНАЯ ВЕЛИЧИНА)
      IS=U1/(R1+J*X1+Z2S)
C*  SEFF- ПЛОЩАДЬ ПОПЕРЕЧН.СЕЧЕНИЯ ЭФФЕКТИВН. ПРОВОДНИКА ОБМОТКИ СТАТОРА
      SEFF=SPS*Z1*A1/(2*W*P*A1)
C*  TOKS- МОДУЛЬ ТОКА СТАТОРА
      TOKS=CABS(IS)
C*  VFAKT- ФАКТИЧЕСКОЕ ЗНАЧЕНИЕ ПРОИЗВЕДЕНИЯ ЛИН.НАГР.НА ПЛОТН.ТОКА СТАТ.
      VFAKT=2*M1*W*TOKS**2/(PI*D*SEFF*A1)
      RETURN
      END
```

GOL	ESL								
GOL	ESL	VV1							
GOL	ESL	VV2							
GOL	ESL	RES	OGR	POP	PRO	HX	HY	HZ	HS
GOL	ESL	RES	OGR	DLI	VTH	KRI	VFA		
GOL	ESL	RES	OGR	PRP					
GOL	ESL	RES	OGR	PRV					

Рис. 8-4. К формированию оверлейных сегментов

программ VV1, VV2 и пары подпрограмм RES, OGR. Указанные оверлеи будут при работе поочередно загружаться в ОЗУ машины. Предусматривается также генерация четырех оверлейных сегментов 2-го уровня (в четырех последних строках набранного текста). Поочередная загрузка в ОЗУ оверлеев 2-го уровня будет происходить тогда, когда в памяти машины присутствует третий (последний) оверлейный сегмент 1-го уровня, который образован посредством подпрограмм RES и OGR. Из сказанного следует, что в процессе работы содержимое ОЗУ машины, занятое рабочей программой, будет последовательно проходить 7 состояний, схематически показанных на рис. 8-4.

В результате компоновки на внешнем запоминающем устройстве формируется загрузочный модуль U.SAV. Если теперь пользователь наберет на терминале текст .RUN U, то начнется отработка программы, в ходе которой в ОЗУ будут автоматически (под управлением операционной системы) переписываться с внешнего запоминающего устройства необходимые оверлейные сегменты. Понятно, что при использовании оверлейных структур допускается ссылка лишь на те подпрограммы, которые в момент обращения к ним присутствуют в оперативной памяти машины.

Совет второй. Следует уделять должное внимание удобству ввода и редактирования исходных данных. Наиболее удобная форма общения проектирования с ЭВМ — диалоговый режим. Как отмечено в [77], «. . . с развитием вычислительной техники все возрастающее значение приобретают интерактивные (диалоговые) методы проектирования». Программное обеспечение, приведенное в настоящей главе, предусматривает появление на экране вопросов, в ответ на которые пользователь набирает соответствующие (целые и десятичные) числа, а затем производит «утверждение» набранного числа нажатием на клавиатуру терминала клавиш ВК, ENTER или RETURN. В приведенных здесь подпрограммах VV1 и VV2 вводимые исходные данные разделены на 9 групп: две в VV1 и семь в VV2. После ввода очередной группы на дисплее появляется

сводная таблица текущих значений всех параметров группы. Объем последней определен с учетом размещения информации на дисплее (стандартный экран содержит 24 строки, каждая из которых имеет по 80 позиций). Проектировщик, сидящий за терминалом, может проверить введенные параметры и при желании изменить их значения (произвести редактирование).

Нужно учесть еще одно обстоятельство. Полный ввод требуется только на начальной стадии работы, но после того, как задача решена, у разработчика может появиться желание изменить только один параметр или несколько параметров, не меняя остальных. В предлагаемом вниманию читателя программном обеспечении такая возможность предусмотрена: головная программа GOL не содержит оператора останова STOP; вместо останова производится возобновление работы с использованием оператора GO TO 10. При этом вновь происходит обращение к подпрограммам VV1 и VV2, однако теперь полный ввод исходной информации не производится, а возможность выборочного редактирования (изменения) параметров остается. С этой целью в программном обеспечении предусмотрено 8 идентификаторов: IL1, IL2, IL3, IL4, IL5, IL6, IL7, IL8, каждый из которых закреплен за той или иной группой исходных данных. В начале работы все величины IL принимают значение 99 (см. головную программу GOL), что является признаком полного ввода. В дальнейшем (в подпрограммах VV1 и VV2) указанные параметры изменяют свои значения, причем появление на дисплее очередной сводной таблицы группы исходных данных становится возможным лишь при условии, что конкретный параметр IL, относящийся к предыдущей сводной таблице, принимает нулевое значение (пользователь нажимает клавишу ВК, не набирая числа).

Поэтому после первого решения задачи, когда в головной программе GOL управление передается последнему оператору GO TO 10, полный ввод не происходит, а возможность редактирования ранее введенных данных сохраняется. Это существенно облегчает работу пользователя, который может, просматривая на экране сводные таблицы текущих значений, вносить нужные изменения.

Наблюдательный читатель, вероятно, заметит, что число групп исходных величин (9) отличается от числа параметров IL редактирования (8). Объясняется это тем, что один и тот же параметр редактирования IL8 подпрограммы VV2 используется для ввода и редактирования двух групп данных: а) электромагнитных нагрузок для расчетной процедуры 1 и б) электромагнитных нагрузок для расчетной процедуры 3. Благодаря этому пользователь избавляется от необходимости вводить исходные значения электромагнитных нагрузок в ситуации, когда он, поработав с расчетной процедурой типа 1, приступает к реализации расчетной процедуры 3. Причем нагрузки среднего и верхнего уровня в процедуре типа 1

определяют соответственно нижнюю и верхнюю границы в процедуре типа 3.

Однако возможна ситуация, когда при повторном расчете отрабатывается расчетная процедура нового типа, использующая (в отличие от ранее решенной задачи) новую группу исходных данных. Такой случай имеет место, например, если после расчета по процедуре 3, реализация которой не связана с введением ограничений, выполняется процедура 1, где ввод ограничений требуется. При этом параметр IL7 сохраняет свое начальное значение 99 во время отработки подпрограммы VV2 в рамках расчетной процедуры 3, которая не использовала фрагмент «ввод ограничений для расчетной процедуры типа 1». Следовательно, продолжение работы по процедуре типа 1 будет сопровождаться полным вводом значений пяти лимитеров, соответствующих идентификатору IL7.

Остановимся подробнее на механизме редактирования исходных данных. Для этого в качестве примера используем фрагмент «Ввод второй группы исходных данных» подпрограммы VV1, начинающийся с метки 110. В данном фрагменте многократно встречается оператор IF (IL2. NE. 99) GO TO 126. Понятно, что при начальном вводе, когда значения должны присваиваться всем параметрам подряд, выполнение указанного оператора не приводит к переходу на метку 126, поскольку в этом случае параметр IL2 имеет значение 99, присвоенное при начальном прохождении программы GOL. Когда вторая группа исходных данных будет полностью введена, произойдет «естественный» выход на метку 126 и на дисплее появится сводная таблица, содержащая 14 позиций с текущими значениями данных второй группы. Под таблицей возникает подсказка из трех строк (посредством подпрограммы ESL, вызываемой оператором CALL ESL по метке 128):

Если набор вас устраивает, нажмите клавишу ВК.

Если хотите изменить параметр, введите его позицию.

Если хотите изменить весь набор, введите 99.

Затем при выполнении оператора «ACCEPT 600, IL2», следующего за меткой 128, произойдет присвоение параметру IL2 конкретного значения, набранного пользователем. Здесь возможны 4 случая:

а. Пользователь вводит число 99. В соответствии с оператором IF (IL2.GE.15) GOTO 110 произойдет выход на метку 110 и процесс ввода второй группы данных будет полностью повторен (правда, при этом проектировщик сможет ввести новые значения).

б. Пользователь вводит число из диапазона 15—98 (ошибочное действие, не предписанное подпрограммой-подсказкой ESL). В соответствии с оператором IF (IL2.GE.15) GO TO 110 произойдет выход на метку 110, но ввиду того, что значение отлично от 99, последует переход к метке 126 и новая сводная таблица второй группы данных на дисплее будет такой же, как и прежняя.

в. Пользователь нажимает клавишу ВК. При этом параметр

принимает нулевое значение и тогда в соответствии с оператором IF (IL2.EQ.0) GO TO 130 последует дальнейшая работа программы с метки 130.

г. Пользователь вводит число из диапазона 1—14, определяющее позицию параметра сводной таблицы, подлежащего редактированию. Например, он может набрать число 8, соответствующее параметру DRDD, и «утвердить» его нажатием клавиши ВК. Тогда в соответствии с оператором GO TO (111, 112, 113, 114, 115, 116, 117, 118, 119, 120, 121, 122, 123, 124) IL2 произойдет выход на метку 118, после чего на экране появится вопрос, относящийся к вводу параметра DRDD и проектировщик сможет ввести его новое значение. Отметим, что сразу же после редактирования DRDD произойдет переход к метке 126 и новая сводная таблица второй группы будет содержать измененное значение параметра DRDD в 8-й позиции.

Совет третий. Начинающий пользователь быстрее освоит метод, если он ознакомится с возможностями программного обеспечения в процессе решения учебно-демонстрационной задачи. Последняя также используется как средство контроля, ее реализация на ЭВМ не требует утомительного ввода с терминала большого числа исходных данных. В связи с этим рекомендуем читателю обратить внимание на 6 операторов после метки 1 в подпрограмме VV1, а также на фрагмент этой подпрограммы «Данные для учебно-демонстрационной задачи».

Пример диалогового режима при решении учебно-демонстрационной задачи дан в прогр. 8-18. Заметим, что в этом примере пользователь, увидев на экране первую группу исходных данных, где частота питающей сети FR равна 50, решил изменить это значение на 60, после чего на дисплее появилась новая таблица с измененным значением FR. В прогр. 8-19 дан пример диалога в условиях подробного ввода.

Совет четвертый. Желательна такая организация программного обеспечения, которая предоставляет пользователю некоторую свободу в формировании функций. В качестве примера сошлемся на образование целевой функции в третьем фрагменте подпрограммы VV2, где восьми коэффициентам присваиваются значения по желанию проектировщика. Благодаря этому последний получает возможность самостоятельно влиять на формирование критерия оптимальности. Заметим, что все восемь коэффициентов, назначаемых в подпрограмме VV2, используются только один раз — в последнем операторе подпрограммы VIH. Поэтому разработчик программного обеспечения при необходимости может легко расширить или изменить набор компонентов целевой функции.

Вторым примером служит представление воздушного зазора δ (DEL) в предпоследнем фрагменте подпрограммы VV1 «Ввод третьей группы исходных данных» в виде линейной функции полюсного деления τ (TAU). Задавая параметр DELVV, пользователь опре-


```
      SUBROUTINE PRP
C     ***************************************************
C     * ПОДПРОГРАММА ВЫДАЧИ РЕЗУЛЬТАТОВ ПОПЕРЕЧНОГО РАСЧЕТА *
C     ***************************************************
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOB,KSK,MU,
     * KT1,KT2,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,KDEL,L,MM,MP,KDOM
      COMMON /YA/TAU,DIF,MSTSTA,MSTROT,TISM,TRE7,PSUM,N,SPS,F,PI,KDOM,
     * PD1,ONE,GAM,VSO,VRO,VSS,VRS,GAB,TEM,ALTFPL,VFAKT,IOKS,G,EP,
     * GU1,GU2,UVV,VVV,AU1VV,AU2VV,AU3VV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,

     * SSDOP,MMDOP,MPDOP,TEMDOP,LDOP,YLDOP,POSVV,PORVV,DAVV,INLPRI,
     * DA,X,Y,Z,S,I,U,V,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     * HZSM,HJSM,PLSM,ISTA,HZRM,HJRM,BPRM,IPOT,
     * HZSMVV,HJSMVV,PLSMVV,HZRMVV,HJRMVV,BPRMVV,
     * PLD,GD,URVV,DRDD,DR,DEL,DELDU,DELVV,AJ,BZS,HJRPZR,
     * KCS,KCR,Z1,Z2,FS,FR,BET,KO9,KSK,YA1,DA1,DA1VV,HA2,DA2,DA2VV,
     * MU,KT1,KT2,AK,BK,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,
     * FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FMDS,ALFL,RCS,USS,HUSP,RGR,RSR,HURP,
     * PMEM,VPS,VR1,CR1,VX1,CX1,VR2,CR2,VX2,CX2,VRM,
     * VXM,BPSSR,HRS,HS1,HS2,HS3,DPRIN,HJR,HZR,TP,BPR,BPRDE,
     * BPRVV,HUR,HURDD,HURVV,HZR,BPR1,BPR2,H,HR1,HR2,SHR,HR3,
     * D,HJS,DEJS,HZS,TS,HZS,DEZS,BPS1,BPS2,
     * HUS,HUSDD,HUSVV,BPS,BPSDD,BPSVV,L,LUC,SIG,C1,
     * R1,EFF,R1,X1,R2,X2,RM,XM,R2G,X2G,COSF1,
     * HM,MP,SS,ALFA,W,Q,P2,P1,P,FR,U1,SEFF,A1,AL,HL,CL,JEST
      INTEGER P,Z1,Z2,A1
      YD=D*1E+3
      YDPRIM=DPRIM*1E+3
      YLL1=LL1*1E+3
      YLB1=LB1*1E+3
      YAK=AK*1E+3
      YBK=BK*1E+3
      YBPSSR=BPSSR*1E+3
      YBPS1=BPS1*1E+3
      YBPS2=BPS2*1E+3
      YBZS=BZS*1E+3
      YBPS=BPS*1E+3
      YHPS=HPS*1E+3
      YHS1=HS1*1E+3
      YHS2=HS2*1E+3
      YHS3=HS3*1E+3
      YHJS=HJS*1E+3
      YHUS=HUS*1E+3
      YSPS=SPS*1E+6
      YB=B*1E+3
      YBPR1=BPR1*1E+3
      YBPR2=BPR2*1E+3
      YBZR=BZR*1E+3
      YBPR=BPR*1E+3
      YHPR=HPR*1E+3
      YHR1=HR1*1E+3
      YHR2=HR2*1E+3
      YHR3=HR3*1E+3
      YHJR=HJR*1E+3
      YHUR=HUR*1E+3
      YSPR=SPR*1E+6
      YRGS=RGS*1E+3
      YRSS=RSS*1E+3
      YHUSP=HUSP*1E+3
      YRGR=RGR*1E+3
      YRSR=RSR*1E+3
      YHURP=HURP*1E+3
      YDR=DR*1E+3
      IF (N.EQ.0) GO TO 10
      TYPE *,'*** ПРИ ВЫПОЛНЕНИИ ПОПЕРЕЧНОГО РАСЧЕТА ОБНАРУЖЕНА'
      TYPE *,'    НЕВЫПОЛНИМОСТЬ, КОД ПРИЧИНЫ=',N
      GO TO 50
10    TYPE *,'*** РЕЗУЛЬТАТЫ ПОПЕРЕЧНОГО РАСЧЕТА (РАЗМЕРЫ В ММ):'
      TYPE *,'                          С Т А Т О Р           Р О Т О Р'
      TYPE *,'ДИАМЕТР РАСТОЧКИ-              D=',YD
      TYPE *,'НАРУЖНЫЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА-                DPRIM=',YDPRIM
      TYPE *,'ВНУТРЕННИЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА-                 DR=',YDR
      TYPE *,'ДЛИНА ЛОБОВОЙ ЧАСТИ- L Л1=',YLL1
      TYPE *,'ВЫЛЕТ ЛОБОВОЙ ЧАСТИ- L Б1=',YLB1
      TYPE *,'РАДИАЛЬНЫЙ РАЗМЕР'
      TYPE *,'К.З. КОЛЬЦА-                                      AK=',YAK
      TYPE *,'АКСИАЛЬНЫЙ РАЗМЕР'
      TYPE *,'К.З. КОЛЬЦА-                                      BK=',YBK
      TYPE *,'ОТКРЫТИЕ ПАЗА-           B ПС=',YBPS,'  B ПР=',YBPR
      TYPE *,'ВЫСОТА ПАЗА-             H ПС=',YHPS,'  H ПР=',YHPR
      TYPE *,'ТОЛЩИНА ЯРМА-            H ЯС=',YHJS,'  H ЯР=',YHJR
      TYPE *,'ПЛОЩАДЬ ПАЗА (ММ**2)-S ПС=',YSPS,'  S ПР=',YSPR
      IF (ISTA.EQ.2) GO TO 35
      TYPE *,'ШИРИНА ЗУБЦА-            B ЗС=',YBZS,'  B ЗР=',YBZR
      TYPE *,'ШИРИНА ПАЗА СТАТОРА В МЕСТЕ'
```

```
      TYPE *,'ПРИЛЕГАНИЯ СЛОЕВ- В ПС.СР=',YBPSSP,
      TYPE *,'ВЫСОТА УСИКА (ШЛИЦА)-Н УС=',YHUS
      TYPE *,'РАЗМЕРЫ ПАЗА СТАТОРА:'
      IF (ISTA.EQ.1) GO TO 20
      TYPE *,'РАДИУС ПАЗА'
      TYPE *,'У ОСНОВАНИЯ-                RG=',YRGS
      TYPE *,'РАДИУС ПАЗА'
      TYPE *,'У ВЕРШИНЫ-                  RS=',YRSS
      TYPE *,'ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ РАЗМЕР'
      TYPE *,'В ЗОНЕ ШЛИЦА-          Н УС0=',YHUS0
      TYPE *,'РАЗМЕРЫ ПО ВЫСОТЕ-'
      GO TO  30
20    TYPE *,'ПО ШИРИНЕ-'
      TYPE *,'                         В ПС1=',YBPS1
      TYPE *,'                         В ПС2=',YBPS2
      TYPE *,'ПО ВЫСОТЕ-'
      TYPE *,'                          Н С3=',YHS3
30    TYPE *,'                          Н С2=',YHS2
      TYPE *,'                          Н С1=',YHS1
35    IF (IROT.EQ.2) GO TO 50
      TYPE *,'РАЗМЕРЫ ПАЗА РОТОРА:'
      IF (IROT.EQ.1) GO TO 40
      TYPE *,'РАДИУС ПАЗА'
      TYPE *,'У ОСНОВАНИЯ-                                    RS=',YRSR
      TYPE *,'РАДИУС ПАЗА'
      TYPE *,'У ВЕРШИНЫ-                                      RG=',YRGR
      TYPE *,'ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ РАЗМЕР'
      TYPE *,'В ЗОНЕ ШЛИЦА-                                Н УР0=',YHUR0
      GO TO  50
40    TYPE *,'ПО ШИРИНЕ-'
      TYPE *,'                                                 В=',YB
      TYPE *,'                                             В ПР1=',YBPR1
      TYPE *,'                                             В ПР2=',YBPR2
      TYPE *,'ПО ВЫСОТЕ-'
      TYPE *,'                                              Н Р2=',YHR2
      TYPE *,'                                              Н Р1=',YHR1
45    TYPE *,'ВЫСОТА УСИКА (ШЛИЦА)-                         Н УР=',YHUR
50    IF (IREZ.EQ.0) GO TO 100
      IF (N.EQ.0) GO TO 60
      PRINT *,'*** ПРИ ВЫПОЛНЕНИИ ПОПЕРЕЧНОГО РАСЧЕТА ОБНАРУЖЕНА'
      PRINT *,'     НЕВЫПОЛНИМОСТЬ, КОД ПРИЧИНЫ-',N
      GO TO 100
60    PRINT *,'*** РЕЗУЛЬТАТЫ ПОПЕРЕЧНОГО РАСЧЕТА (РАЗМЕРЫ В ММ):'
      PRINT *,'                            С Т А Т О Р           Р О Т О Р'
      PRINT *,'ДИАМЕТР РАСТОЧКИ-            D=',YD
      PRINT *,'НАРУЖНЫЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА-                 DPR1=',YDPR1
      PRINT *,'ВНУТРЕННИЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА-                 DR=',YDR
      PRINT *,'ДЛИНА ЛОБОВОЙ ЧАСТИ- L Л1=',YLL1
      PRINT *,'ВЫЛЕТ ЛОБОВОЙ ЧАСТИ- L В1=',YLB1
      PRINT *,'РАДИАЛЬНЫЙ РАЗМЕР'
      PRINT *,'К.З. КОЛЬЦА-                                        АК=',YAK
      PRINT *,'АКСИАЛЬНЫЙ РАЗМЕР'
      PRINT *,'К.З. КОЛЬЦА-                                        ВК=',YBK
      PRINT *,'ОТКРЫТИЕ ПАЗА-          В ПС=',YBPS,'  В ПР=',YBPR
      PRINT *,'ВЫСОТА ПАЗА-            Н ПС=',YHPS,'  Н ПР=',YHPR
      PRINT *,'ТОЛЩИНА ЯРМА-           Н ЯС=',YHJS,'  Н ЯР=',YHJR
      PRINT *,'ПЛОЩАДЬ ПАЗА (ММ**2)-   S ПС=',YSPS,'  S ПР=',YSPR
      IF (ISTA.EQ.2) GO TO 85
      PRINT *,'ШИРИНА ЗУБЦА-           В ЗС=',YBZS,'  В ЗР=',YBZR
      PRINT *,'ШИРИНА ПАЗА СТАТОРА В МЕСТЕ'
      PRINT *,'ПРИЛЕГАНИЯ СЛОЕВ- В ПС.СР=',YBPSSP,
      PRINT *,'ВЫСОТА УСИКА (ШЛИЦА)-Н УС=',YHUS
      PRINT *,'РАЗМЕРЫ ПАЗА СТАТОРА:'
      IF (ISTA.EQ.1) GO TO 70
      PRINT *,'РАДИУС ПАЗА'
      PRINT *,'У ОСНОВАНИЯ-                RG=',YRGS
      PRINT *,'РАДИУС ПАЗА'
      PRINT *,'У ВЕРШИНЫ-                  RS=',YRSS
      PRINT *,'ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ РАЗМЕР'
      PRINT *,'В ЗОНЕ ШЛИЦА-          Н УС0=',YHUS0
      PRINT *,'РАЗМЕРЫ ПО ВЫСОТЕ-'
      GO TO  80
70    PRINT *,'ПО ШИРИНЕ-'
      PRINT *,'                         В ПС1=',YBPS1
      PRINT *,'                         В ПС2=',YBPS2
      PRINT *,'ПО ВЫСОТЕ-'
80    PRINT *,'                          Н С3=',YHS3
      PRINT *,'                          Н С2=',YHS2
85    PRINT *,'                          Н С1=',YHS1
      IF (IROT.EQ.2) GO TO 100
      PRINT *,'РАЗМЕРЫ ПАЗА РОТОРА:'
      IF (IROT.EQ.1) GO TO 90
      PRINT *,'РАДИУС ПАЗА'
      PRINT *,'У ОСНОВАНИЯ-                                    RS=',YRSR
      PRINT *,'РАДИУС ПАЗА'
      PRINT *,'У ВЕРШИНЫ-                                      RG=',YRGR
      PRINT *,'ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ РАЗМЕР'
      PRINT *,'В ЗОНЕ ШЛИЦА-                                Н УР0=',YHUR0
      GO TO 95
```



```
      PRINT *,'ПО ШИРИНЕ-'
      PRINT *,'                                                 В=',YB
      PRINT *,'                                             В ПР1=',YBPR1
      PRINT *,'                                             В ПР2=',YBPR2
      PRINT *,'ПО ВЫСОТЕ-'
      PRINT *,'                                              Н Р2=',YHR2
      PRINT *,'                                              Н Р1=',YHR1
      PRINT *,'ВЫСОТА УСИКА (ШЛИЦА)-                         Н УР=',YHUR
      RETURN
      END
```

деляет свободный член этой функции, а вводя параметр DELDD, он управляет коэффициентом пропорциональности. В принципе пользователь может задать только один из двух параметров — DELVV или DELDD: в первом случае устанавливается абсолютное значение воздушного зазора, мм, во втором — зазор в долях τ.

Аналогичная двойственная форма используется при задании параметров BPS (BPSVV, BPSDD), HUS (HUSVV, HUSDD), BPR (BPRVV, BPRDD), HUR (HURVV, HURDD), DR (DRVV, DRDD). При этом величины BPS и HUS (b_{s1}, h_{s1} — ширина и высота шлица статорного паза) рассматриваются как линейные функции зубцового деления статора t_1 (TS), BPR и HUR (b_{s2} и h_{s2} — ширина и высота шлица роторного паза) — как линейные функции зубцового деления ротора t_2 (TR), а DR (внутренний диаметр D_{i2} роторного пакета) — как линейная функция диаметра расточки D_{i1} (D).

Несколько сложнее обстоит дело с параметрами, определяющими структуру лобовых частей статорной обмотки. Так как последняя может состоять из жестких или мягких секций, то подпрограмма предусматривает ввод целочисленного параметра JEST (признак жесткости секций), который определяет выбор конкретных расчетных соотношений во фрагменте «Лобовые части» подпрограммы POP. При этом введение исходных данных AL, BL, CL, связанных со строением лобовых частей, производится с учетом следующих рекомендаций.

Для статорных обмоток крупных машин с мягкими секциями (JEST = 0) длина l_{s1} (LL1), м, лобовой части и ее вылет $l_{в1}$ (LB1)

```
      SUBROUTINE PRV
C *****************************************************************
C * ПОДПРОГРАММА ВЫДАЧИ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА ВЫХОДНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ :
C *****************************************************************
      REAL MMDOP,MPDOP,LDOP,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,KOB,KSK,KU,
     *KT1,KT2,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,KDEL,L,MM,MP,KDOB
      COMMON /YA/TAU,DIF,MSTSTA,MSTROT,IISH,IRLZ,ISUM,N,SPS,F,PI,KDOB,
     *POT,AHL,DAM,VSO,VRO,VSS,VRS,CAP,TEM,ALTEPL,IFAKT,TOKS,G,EM,
     *GU1,GU2,UVV,LVV,AU1VV,AU2VV,AU3VV,AV1VV,AV2VV,AV3VV,
     *SSDOP,MMDOP,MPDOP,TEMDOP,LDOP,YLDOP,ROSVV,RORVV,DAVV,INLPRI,
     *DA,X,Y,Z,S,T,U,V,KEF1,KEF2,KL1,KL2,KZS,KZR,
     *HZSM,HJSM,PLSM,ISTA,HZRM,HJRM,LPRM,IRO1,
     *HZSMVV,HJSMVV,PLSMVV,HZRMVV,HJRMVV,BPRMVV,
     *PUD,GD,DRVV,DRDD,DP,DEL,DELDD,DELVV,BJSRZS,BJRBZR,
     *ROS,ROR,Z1,Z2,PS,PR,BET,KOB,KSK,MA1,DA1,DA1VV,MA2,DA2,DA2VV,
     *KU,KT1,KT2,AK,BK,LL1,LB1,LAMPS,LAMPR,LAMDS,LAMDR,
     *FZS,FZR,FJS,FJR,FDEL,FNOS,KDEL,RGS,RSS,RUSE,RGR,RSR,RURB,
     *PMEH,VPS,VR1,CR1,VT1,CX1,VR2,CR2,VX2,CX2,VRM,
     *VXM,BPSSP,HPS,HS1,HS2,HS3,BPRIM,HJR,HZR,TR,BPR,BPRDD,
     *BPRVV,HUR,HURDD,HURVV,BZP,HPR1,HPR2,B,HR1,HR2,SPR,HER,
     *D,HJS,DEJS,HZS,TS,BZS,DEZS,BPS1,BPS2,
     *HUS,HUSDD,HUSVV,BPS,BPSDD,BPSVV,L,FCL,SIL,CI,
     *PI,FKF,R1,X1,R2,X2,RM,XM,R2G,X2G,COSFI,
     *MM,MP,SS,ALFA,W,Q,P2,M1,P,FK,U1,SEFF,A1,AL,BL,CL,JEST
      INTEGER P,Z1,Z2,A1
      YSEFF=SEFF*1E+6
      YL=L*1E+3
      TYPE *,'*** РАСЧЕТНОЙ ДЛИНЕ L, РАВНОЙ',YL,',ММ СООТВЕТСТВУЕТ:'
      IF (N.EQ.0) GO TO 10
      TYPE *,'-НЕВЫПОЛНИМЫЙ ВАРИАНТ,КОД ПРИЧИНЫ=',N
      GO TO 20
10    TYPE *,'ЗНАЧЕНИЕ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ   F=',F
      TYPE *,'РАСЧЕТНОЕ ЧИСЛО ВИТКОВ-    W=',W
      TYPE *,'РАСЧЕТНОЕ СЕЧЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОГО'
      TYPE *,'ПРОВОДНИКА, ММ**2-      S ЭФФ.=',YSEFF
      TYPE *,'К.П.Д.-                 К.П.Д.=',EFF
      TYPE *,'КОЭФФИЦ. МОЩНОСТИ      COS FI=',COSFI
      TYPE *,'ТОК СТАТОРА, А-            I1=',TOKS
      TYPE *,'СУММАРНЫЕ ПОТЕРИ, ВТ-  PSUM=',PSUM
      TYPE *,'СКОЛЬЖЕНИЕ-                S=',SS
      TYPE *,'МАКСИМАЛЬНЫЙ МОМЕНТ, Н*М-MM=',MM
      TYPE *,'ПУСКОВОЙ МОМЕНТ, Н*М-     MП=',MP
      TYPE *,'РАСЧЕТНОЕ ПРЕВЫШЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ'
      TYPE *,'НАРУЖН.ПОВЕРХНОСТИ НАД ТЕМПЕРАТУРОЙ'
      TYPE *,'ОКРУЖ.СРЕДЫ, К-             T=',TEM
      TYPE *,'СОПРОТИВЛЕНИЯ, ОМ-  R1=',R1,'X1=',X1
      TYPE *,'                    R2=',R2,'X2=',X2
      TYPE *,'                    RM=',RM,'XM=',XM
20    IF (IPECH.EQ.0) GO TO 40
      PRINT *,'*** РАСЧЕТНОЙ ДЛИНЕ L, РАВНОЙ',YL,'ММ, СООТВЕТСТВУЕТ:'
      IF (N.EQ.0) GO TO 25
      PRINT *,'-НЕВЫПОЛНИМЫЙ ВАРИАНТ,КОД ПРИЧИНЫ=',N
      GO TO 30
25    PRINT *,'ЗНАЧЕНИЕ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ   F=',F
      PRINT *,'РАСЧЕТНОЕ ЧИСЛО ВИТКОВ-    W=',W
      PRINT *,'РАСЧЕТНОЕ СЕЧЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОГО'
      PRINT *,'ПРОВОДНИКА, ММ**2-      S ЭФФ.=',YSEFF
      PRINT *,'К.П.Д.-                 К.П.Д.=',EFF
      PRINT *,'КОЭФФИЦ. МОЩНОСТИ      COS FI=',COSFI
      PRINT *,'ТОК СТАТОРА, А-            I1=',TOKS
      PRINT *,'СУММАРНЫЕ ПОТЕРИ, ВТ-  PSUM=',PSUM
      PRINT *,'СКОЛЬЖЕНИЕ-                S=',SS
      PRINT *,'МАКСИМАЛЬНЫЙ МОМЕНТ, Н*М-MM=',MM
      PRINT *,'ПУСКОВОЙ МОМЕНТ, Н*М-     MП=',MP
      PRINT *,'РАСЧЕТНОЕ ПРЕВЫШЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ'
      PRINT *,'НАРУЖН.ПОВЕРХНОСТИ НАД ТЕМПЕРАТУРОЙ'
      PRINT *,'ОКРУЖ.СРЕДЫ, К-             T=',TEM
      PRINT *,'СОПРОТИВЛЕНИЯ, ОМ-  R1=',R1,'X1=',X1
      PRINT *,'                    R2=',R2,'X2=',X2
      PRINT *,'                    RM=',RM,'XM=',XM
30    DO 35 K=1,20
      PRINT *,'
35    CONTINUE
40    N=0
      RETURN
      END
```



```
***** НАЧАЛО РАБОТЫ *****
ЕСЛИ ЖЕЛАЕТЕ РЕШИТЬ УЧЕБНУЮ-ДЕМОНСТРАЦИОННУЮ ЗАДАЧУ,
ВВЕДИТЕ "1234".
ЕСЛИ ХОТИТЕ РЕШИТЬ СОБСТВЕННУЮ ЗАДАЧУ, НАЖМИТЕ "ВК".
◇ 1234<ВК>
ДЛЯ ЗАКАЗА ПЕЧАТИ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ВВЕДИТЕ "1".
ЕСЛИ ПЕЧАТЬ ИСХ.ДАННЫХ НЕ НУЖНА, НАЖМИТЕ КЛАВИШУ "ВК".
◇ <ВК>
ЧТОБЫ ЗАКАЗАТЬ ПЕЧАТЬ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА, ВВЕДИТЕ "1".
ЕСЛИ ПЕЧАТЬ РЕЗУЛЬТАТОВ НЕ НУЖНА, НАЖМИТЕ КЛАВИШУ "ВК".
◇ <ВК>
*** ЗАКАЗ ПЕЧАТИ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ-        0 (0-НЕТ ЗАКАЗА)
*** ЗАКАЗ ПЕЧАТИ РЕЗУЛЬТАТОВ-        0 (0-НЕТ ЗАКАЗА)
    ЕСЛИ ЗАКАЗ ВАС УСТРАИВАЕТ, НАЖМИТЕ "ВК"
    ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ЗАКАЗ ПЕЧАТИ, ВВЕДИТЕ "1"
◇ <ВК>
1)ТИП РАСЧЕТНОЙ ПРОЦЕДУРЫ (1,2,3,4) [ЦЕЛОЕ ЧИСЛО] I ?
(1-ОПТИМИЗАЦИЯ ПО СЕМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ НАГРУЗКАМ)
(2-РАСЧЕТ ПО СЕМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ НАГРУЗКАМ)
(3-ФОРМИРОВАНИЕ СВОДНОЙ ТАБЛИЦЫ ДЛЯ 32 ВАРИАНТОВ)
(4-ПОВЕРЕННЫЙ РАСЧЕТ ПО ШЕСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ НАГРУЗКАМ
   С ВОЗМОЖНОСТЬЮ ИСПЫТАНИЯ РАЗЛИЧНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ДЛИНЫ L)
◇ 2<ВК>
******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ПЕРВАЯ ГРУППА)
 1)      I=       2 (ТИП РАСЧЕТНОЙ ПРОЦЕДУРЫ)
 2)     M1=       3                3)      P=      1
 4)     Z1=      24                5)     Z2=     13
 6)MSTSTA=     1211                7)MSTROT=    1211
 8)     P2=  25.00000              9)     U1=  220.0000
10)     FF=  50.00000             11)   DAJU=  50.00000
12)     KU= 0.7000000             13)  KDOB=   1.250000
14)    POD=  2.000000             15)    BET= 0.8330000
16)    KOB= 0.9250000             17)    KSK= 0.9970000
18)   KEF1= 0.9300000             19)   KEF2= 0.9500000
20)    KL1= 0.3000000             21)    KL2=  1.000000
22) POSUU=   2.130000             23)  PORUU=  3.000000
24)    KZS= 0.3500000             25)    KZR=  1.000000
26)ALTEPL=  14.00000
     ЕСЛИ НАБОР ВАС УСТРАИВАЕТ, НАЖМИТЕ КЛАВИШУ "ВК".
     ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ПАРАМЕТР, ВВЕДИТЕ ЕГО ПОЗИЦИЮ.
     ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ВЕСЬ НАБОР, ВВЕДИТЕ "99".
◇ <ВК>
******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ВТОРАЯ ГРУППА)
 1)    A1=       1  -ЧИСЛО ПАР ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЕТВЕЙ
 2)  JEST=       0  -ПРИЗНАК ЖЕСТКОСТИ СТАТОРНЫХ СЕКЦИЙ
 3)   MA1=       0  -ЧИСЛО РЯДОВ АКС.ВЕНТ.КАНАЛОВ СТАТОРА
 4)   MA2=       0  -ЧИСЛО РЯДОВ АКС.ВЕНТ.КАНАЛОВ РОТОРА
 5)DA1VV=  0.0000000    -ДИАМ.АКС.ВЕНТ.КАНАЛА СТАТОРА, ММ
 6)DA2VV=  0.0000000    -ДИАМ.АКС.ВЕНТ.КАНАЛА РОТОРА, ММ
 7)DRVV=   7.000000    -ВНУТРЕННИЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА, ММ
 8)DRDD=  0.0000000    -ДИАМЕТР ПАКЕТА РОТОРА В ДОЛЯХ D
 9)  KT1=   1.000000    -ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАЗОВОЙ ЧАСТИ ОБМОТКИ
                         К ДЛИНЕ ПАКЕТА СТАТОРА
10)  KT2=   1.000000    -ОТНОШ.ДЛИНЫ СТЕРЖНЯ К ДЛИНЕ ПАК.РОТОРА
11)   GD=  0.5000001E-02 -КОЭФФ.ОТВЕТВЛЕНИЯ МАГН.ПОТОКА ЧЕРЕЗ ВАЛ
12)   AL=   1.300000    (ДЛЯ РАСЧЕТА ДЛИНЫ И ВЫЛЕТА ЛОБОВОЙ ЧАСТИ
13)   BL=  0.0000000    (ДЛЯ РАСЧЕТА ДЛИНЫ И ВЫЛЕТА ЛОБОВОЙ ЧАСТИ
14)   CL=  0.2600000  · (ДЛЯ РАСЧЕТА ВЫЛЕТА ЛОБОВОЙ ЧАСТИ)
     ЕСЛИ НАБОР ВАС УСТРАИВАЕТ, НАЖМИТЕ КЛАВИШУ "ВК".
     ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ПАРАМЕТР, ВВЕДИТЕ ЕГО ПОЗИЦИЮ.
     ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ВЕСЬ НАБОР, ВВЕДИТЕ "99".
◇ <ВК>
 . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .
 . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .
 . . . . . . . . . . . . . . . . . . . .
```

```
***** НАЧАЛО РАБОТЫ *****
ЕСЛИ ЖЕЛАЕТЕ РЕШИТЬ УЧЕБНО-ДЕМОНСТРАЦИОННУЮ ЗАДАЧУ,
ВВЕДИТЕ "1234".
ЕСЛИ ХОТИТЕ РЕШИТЬ СОБСТВЕННУЮ ЗАДАЧУ, НАЖМИТЕ "ВК".
◇ .ВК)
ДЛЯ ЗАКАЗА ПЕЧАТИ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ВВЕДИТЕ "1".
ЕСЛИ ПЕЧАТЬ ИСХ.ДАННЫХ НЕ НУЖНА, НАЖМИТЕ КЛАВИШУ "ВК".
◇ (ВК)
ЧТОБЫ ЗАКАЗАТЬ ПЕЧАТЬ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА, ВВЕДИТЕ "1".
ЕСЛИ ПЕЧАТЬ РЕЗУЛЬТАТОВ НЕ НУЖНА, НАЖМИТЕ КЛАВИШУ "ВК".
◇ ВК)
*** ЗАКАЗ ПЕЧАТИ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ-       0 (0-НЕТ ЗАКАЗА)
*** ЗАКАЗ ПЕЧАТИ РЕЗУЛЬТАТОВ-       0 (0-НЕТ ЗАКАЗА)
    ЕСЛИ ЗАКАЗ ВАС УСТРАИВАЕТ, НАЖМИТЕ "ВК"
    ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ЗАКАЗ ПЕЧАТИ, ВВЕДИТЕ "1"
◇ .ВК)
1)ТИП РАСЧЕТНОЙ ПРОЦЕДУРЫ (1,2,3,4) [ЦЕЛОЕ ЧИСЛО] I ?
 (1-ОПТИМИЗАЦИЯ ПО СЕМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ НАГРУЗКАМ)
 (2-РАСЧЕТ ПО СЕМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ НАГРУЗКАМ)
 (3-ФОРМИРОВАНИЕ СВОДНОЙ ТАБЛИЦЫ ДЛЯ 32 ВАРИАНТОВ)
 (4-ПОВЕРОЧНЫЙ РАСЧЕТ ПО ШЕСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ НАГРУЗКАМ
   С ВОЗМОЖНОСТЬЮ ИСПЫТАНИЯ РАЗЛИЧНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ДЛИНЫ )
◇ 2(ВК)
2)ЧИСЛО ФАЗ СТАТОРА- M1 [ЦЕЛОЕ ЧИСЛО] ?
◇ 3.ВК)
3)ЧИСЛО ПАР ПОЛЮСОВ- P [ЦЕЛОЕ ЧИСЛО] ?
◇ 1(ВК)
4)ЧИСЛО ЗУБЦОВ СТАТОРА- Z1 [ЦЕЛОЕ ЧИСЛО] ?
◇ 24(ВК).
5)ЧИСЛО ЗУБЦОВ РОТОРА- Z2 [ЦЕЛОЕ ЧИСЛО] ?
◇ 15(ВК)
6)МАРКА СТАЛИ СТАТОРА- MSTSTA [ЦЕЛОЕ ЧИСЛО] ?
 (1211,1212,1213,2011,2012,2013,2211,2312,2411)
◇ 1211(ВК)
7)МАРКА СТАЛИ РОТОРА- MSTROT [ЦЕЛОЕ ЧИСЛО] ?
 (1211,1212,1213,2011,2012,2013,2211,2312,2411)
◇ 1211(ВК)
8)НОМИНАЛЬНАЯ МОЩНОСТЬ, ВТ- P2 ?
◇ 25.(ВК)
9)НАПРЯЖЕНИЕ (НА ФАЗУ СТАТОРА), В- U1 ?
◇ 220.(ВК)
10)ЧАСТОТА ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ, ГЦ- FR ?
◇ 50.(ВК)
11)НАРУЖНЫЙ ДИАМЕТР ПАКЕТА СТАТОРА, ММ- DAU ?
◇ 52.(ВК)
12)ОТНОШЕНИЕ ПЛОТН.ТОКА В К.З.КОЛЬЦАХ К ПЛОТНОСТИ ТОКА
    В СТЕРЖНЯХ- NU ?
◇ 0.7(ВК)
13)КОЭФФИЦ.ДОБАВОЧНЫХ ПОТЕРЬ- KDOB ?
◇ 1.25(ВК)
14)УДЕЛЬН.ПОТЕРИ В СТАЛИ СТАТ., ВТ/КГ (ПРИ B=1ТЛ)-PUD
◇ 2.0(ВК)
15)УКОРОЧЕНИЕ СТАТОРНОЙ ОБМОТКИ- BET ?
◇ 0.833(ВК)
16)ОБМОТОЧНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ ДЛЯ СТАТОРА- KOB ?
◇ 0.925(ВК)
17)КОЭФФИЦИЕНТ СКОСА ПАЗОВ РОТОРА- KSK ?
◇ 0.937(ВК)
18)КОЭФФИЦ.ЗАПОЛН.ПАКЕТА СТАТОРА СТАЛЬЮ ПО ДЛИНЕ- KEF1 ?
◇ 0.93(ВК)
19)КОЭФФИЦ.ЗАПОЛН.ПАКЕТА РОТОРА СТАЛЬЮ ПО ДЛИНЕ-
◇ 0.95(ВК)
20)ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАКЕТА СТАТ. К РАСЧЕТНОЙ ДЛИНЕ- .1
◇ 0.98(ВК)
21)ОТНОШЕНИЕ ДЛИНЫ ПАКЕТА РОТОРА К РАСЧЕТН.ДЛИНЕ-
```



```
1.02(ВК)
22)УДЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ОБМОТКИ СТАТОРА, УВЕЛИЧЕННОЕ
В 10**8 РАЗ- ROSUU ?(ДЛЯ МЕДИ ПРИ 75 ГРАД. ROSUU=2.13)
2.13(ВК)
23)УДЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ОБМОТКИ РОТОРА, УВЕЛИЧЕННОЕ
В 10**8 РАЗ - ROROU ?(ДЛЯ МЕДИ ПРИ 75 ГРАД. ROROU=2.13
3.6(ВК)
24) КОЭФФИЦ.ЗАПОЛНЕНИЯ ПАЗА СТАТОРА ПРОВОДНИКАМИ- KZS ?
0.35(ВК)
25) КОЭФФИЦ.ЗАПОЛНЕНИЯ ПАЗА РОТОРА ПРОВОДНИКАМИ- KZR ?
1.(ВК)
26) КОЭФФИЦ.ТЕПЛООТДАЧИ НАРУЖН.ПОВЕРХНОСТИ- ALTEPL ?
14.(ВК)
******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ПЕРВАЯ ГРУППА)
 1)      I=       2 (ТИП РАСЧЕТНОЙ ПРОЦЕДУРЫ)
 2)     M1=       3                     3)      P=        1
 4)     Z1=      24                     5)     Z2=       15
 6)MSTSTA=     1211                     7)MSTROT=     1211
 8)     P2=   25.00000                  9)     U1=   220.0000
10)     FR=   50.00000                 11)   DAU=    50.00000
12)     NU=  0.7000000                 13)  KDOB=    1.250000
14)    PUD=   2.000000                 15)   BET=   0.8330000
16)    KOB=  0.9250000                 17)   KSK=   0.9370000
18)   KEF1=  0.9300000                 19)  KEF2=   0.9500000
20)    KL1=  0.9800000                 21)   KL2=    1.020000
22) ROSUU=    2.130000                 23) ROROU=    3.600000
24)    KZS=  0.3500000                 25)   KZR=    1.000000
26)ALTEPL=    14.00000
    ЕСЛИ НАБОР ВАС УСТРАИВАЕТ, НАЖМИТЕ КЛАВИШУ "ВК".
    ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ПАРАМЕТР, ВВЕДИТЕ ЕГО ПОЗИЦИЮ.
    ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ВЕСЬ НАБОР, ВВЕДИТЕ "99".
10(ВК)
10)ЧАСТОТА ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ, ГЦ- FR ?
60.(ВК)
******* ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ (ПЕРВАЯ ГРУППА)
 1)      I=       2 (ТИП РАСЧЕТНОЙ ПРОЦЕДУРЫ)
 2)     M1=       3                     3)      P=        1
 4)     Z1=      24                     5)     Z2=       15
 6)MSTSTA=     1211                     7)MSTROT=     1211
 8)     P2=   25.00000                  9)     U1=   220.0000
10)     FR=   60.00000                 11)   DAU=    50.00000
12)     NU=  0.7000000                 13)  KDOB=    1.250000
14)    PUD=   2.000000                 15)   BET=   0.8330000
16)    KOB=  0.9250000                 17)   KSK=   0.9370000
18)   KEF1=  0.9300000                 19)  KEF2=   0.9500000
20)    KL1=  0.9800000                 21)   KL2=    1.020000
22) ROSUU=    2.130000                 23) ROROU=    3.600000
24)    KZS=  0.3500000                 25)   KZR=    1.000000
26)ALTEPL=    14.00000
    ЕСЛИ НАБОР ВАС УСТРАИВАЕТ, НАЖМИТЕ КЛАВИШУ "ВК".
    ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ПАРАМЕТР, ВВЕДИТЕ ЕГО ПОЗИЦИЮ.
    ЕСЛИ ХОТИТЕ ИЗМЕНИТЬ ВЕСЬ НАБОР, ВВЕДИТЕ "99".
(ВК)
1)ЧИСЛО    ПАРАЛЛ. ВЕТВЕЙ ОБМОТКИ СТАТОРА A1 [ЦЕЛОЕ] ?
1(ВК)
. . . . . . . . . . . . . . . . . . . .
. . . . . . . . . . . . . . . . . . . .
. . . . . . . . . . . . . . . . . . . .
```

определяются по формулам [3], содержащим ширину катушки B (BKAT) и величины A_L (AL), B_L (BL), C_L (CL):

$$l_{s1} = A_L B + 2B_L; \qquad L_{в1} = C_L B + B_L. \tag{8-14}$$

Величины A_L, B_L, C_L зависят от числа полюсов $2p$:

$2p$	B_L, м	A_L	C_L	A_L	C_L
		Лобовые части не изолированы		Лобовые части изолированы	
2	0,01	1,2	0,26	1,3—1,45	0,44
4	0,01	1,3	0,4	1,35—1,55	0,5
6	0,01	1,4	0,5	1,45—1,75	0,62
8	0,01	1,6	0,5	1,55—1,9	0,72

Применительно к конструкциям с открытыми пазами для обмоток с жесткими секциями (JEST = 1) размеры l_{s1} и $L_{в1}$ согласно [3] зависят от ширины паза b_{n1} (BPS), м, высоты его h_{n1} (HPS), м, а также от пазового деления t_1 (TS):

$$l_{s1} = \frac{B}{\sqrt{1-e^2}} + h_{n1} + 2B_L; \qquad L_{в1} = \frac{Be}{2\sqrt{1-e^2}} + 0{,}5h_{n1} + B_L;$$

$$e = (b_{n1} + A_L)\frac{1}{t_1}. \tag{8-15}$$

Величины A_L и B_L в этом случае зависят от напряжения U_1:

U_1, В	До 1000	До 4000	До 6000
A_L, м	0,0035	0,005	0,0065
B_L, м	0,025	0,035	0,045

В соотношениях для l_{s1} и $L_{в1}$ присутствует ширина катушки

$$B = \pi \frac{D_{i1} + h_{n1}}{2p} \beta. \tag{8-16}$$

Для малых машин в соответствии с [13] для определения структуры лобовых частей рекомендуется в (8-14) принимать $B_L = 0$, а A_L равной 1,3 для двухполюсных машин; 1,5 — для четырехполюсных; 1,7 — при $2p \geqslant 6$.

Обращаем внимание читателя на следующее обстоятельство. Если параметр JEST принимает значение 1 (при вводе второй группы исходных данных по программе VV1), то свободная таблица исходных величин будет содержать 13 величин (без параметра CL), а не 14.

Совет пятый. Излишняя информация не должна появляться на экране дисплея. Так, например, в подпрограмме VV2 во фрагменте

«Ввод электромагнитных нагрузок для расчетных процедур 2 и 4 предусматривается ввод исходной величины V (AJ) при реализации процедуры типа 2; применительно к процедуре 4 ввод V не производится. Поэтому сводная таблица электромагнитных нагрузок на экране содержит 7 величин в первом случае и 6 — во втором. Этот же принцип использован в двух последующих фрагментах подпрограммы VV2 и в подпрограмме вывода PRP. Кроме того, программное обеспечение в настоящей главе исключает появление на дисплее сводных таблиц с группами параметров, не имеющих отношения к данному типу реализуемой расчетной процедуры. Так, при вводе данных для расчета по процедуре 1 на экране последовательно появляются группы 1, 2, 3, 4, 5, 7, 8; для процедур типов 2 и 4 — группы 1, 2, 3, 4, 5, 6; для процедуры 3 — группы 1, 2, 3, 4, 5, 9. Организация следования групп при вводе производится посредством обращения к идентификатору I, значение которого соответствует типу реализуемой расчетной процедуры и указано между метками 15 и 25 в программе VV1.

Совет шестой. Ввод исходных данных и вывод результатов следует производить в удобной для пользователя форме. Так, размеры в подпрограммах VV1 и VV2 вводятся в миллиметрах, хотя в расчетной процедуре они представлены в метрах. Размеры в подпрограммах вывода PRP и PRV выражаются в миллиметрах так же, как и при вводе.

Удельное сопротивление в системе СИ имеет очень малое значение, неудобное для ввода с пульта: для меди при 75 °С оно составляет 2,13 10^{-8} Ом·м. Поэтому ρ_1 целесообразно вводить после предварительного умножения на 10^8, т. е. задавать 2,13 вместо 0,0000000213. Пример этому читатель найдет в подпрограмме VV1 по метке 92: вводится большое значение ROSVV, которое затем преобразуется в величину ROS (ρ_1), уменьшенную в 10^8 раз.

Произведение (V) линейной нагрузки A и плотности тока J, выраженное в $А^2/м^3$, представляется слишком большим числом, которое проектировщику неудобно вводить с пульта. Поэтому в подпрограмме VV2 предусмотрено задание величины V в $А^2/мм^3$, после чего она умножается на 10^9 (1E + 9) для перевода в $А^2/м^3$. Аналогично величина U (A/J), ввод которой предусмотрен подпрограммой VV2, задается в мм, а затем умножается на 10^{-3} (1E—3) для перевода в м.

Совет седьмой. Когда в ходе машинного счета обнаруживается неосуществимость рассчитываемого варианта, желательно не только проинформировать пользователя о самом факте невыполнимости, но и сообщить ему причину последней. Например, в программном обеспечении, приведенном в настоящей главе, использован параметр N для кодирования причины невыполнимости; причем выявление ее сопровождается выдачей соответствующего сообщения на дисплей посредством операторов TYPE в подпрограммах OGR, POP, DLI, VIH. Всего рассматривается 17 причин невыполнимости:

Причина невыполнимости	Подпрограмма
1. Скольжение s (SS) в номинальном режиме превышает допустимое $s_{доп}$ (SSDOP)	OGR
2. Максимальный момент M_m (MM) меньше допустимого $M_{m\,доп}$ (MMDOP)	OGR
3. Пусковой момент $M_п$ (MP) меньше допустимого $M_{п.доп}$ (MPDOP)	OGR
4. Расчетная длина l (L) превышает допустимую $l_{доп}$ (LDOP)	OGR
5. Превышение температуры корпуса над температурой окружающей среды T (TEM) больше допустимого $T_{доп}$ (TEMDOP)	OGR
6. Для овального паза статора справедливо соотношение $R_G - h_{s1} \times \times 1/2 < P_{L1м}$ (PLSM)	POP
7. Для трапецеидального паза статора справедливо соотношение $b_{m1} - \frac{1}{2} b_{s1} < P_{L1м}$ (PLSM)	POP
8. Толщина статорного ярма h_{a1} (HJS) меньше допустимой $h_{a1м}$ (HJSM)	POP
9. Высота зубца статора h_{z1} (HZS) меньше допустимой $h_{z1м}$ (HZSM)	POP
10. Толщина роторного ярма h_{a2} (HJR) меньше допустимой $h_{a2м}$ (HJRM)	POP
11. Высота зубца ротора h_{z2} (HZR) меньше допустимой $h_{z2м}$ (HZRM)	POP
12. Для овального паза ротора справедливо соотношение $2r_s < b_{п2м}$	POP
13. В трапецеидальном пазу ротора размер $b_{п2}$ (BPR2) меньше, чем $b_{п2м}$ (BPRM)	POP POP
14. Не обеспечивается требуемая механическая мощность даже при очень большой длине, равной 8τ	DLI
15. Заданное произведение AJ (величина V) недопустимо велико: даже минимальной (по условию обеспечения требуемой мощности) длине соответствует фактическое V, меньшее заданного	DLI
16. Заданное произведение AJ (величина V) слишком мало: даже очень большой длине ($l = 8τ$) соответствует фактическое V, большее заданного	DLI
17. Номинальная механическая мощность не может быть обеспечена при конкретной длине	VIH

Вариантам расчета, при выполнении которых обнаруживается неосуществимость, присваивается заведомо большое значение целевой функции (F = 1E + 7). Учет технологических ограничений (N равно 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13) иллюстрируется рисунком 8-5. При необходимости читателю будет несложно расширить набор лимитеров.

Совет восьмой. Пользователь должен иметь выбор: выводить или не выводить на печать исходные данные и результаты расчета. С этой целью в подпрограмме VV1 предусмотрены целочисленные параметры IISH (для исходных величин) и IREZ (для результатов). Управление печатью исходных данных производится при выполнении подпрограмм VV1 и VV2, а результатов — при выполнении подпрограмм PRP и PRV. Нулевые значения параметров IISH и IREZ приводят к обходу соответствующих операторов PRINT, и печать не активизируется. Отметим, что вывод входной и выходной информации на дисплей производится в обязательном порядке (посредством операторов TYPE).

Совет девятый. При разработке программного обеспечения желательно предусмотреть защиту от неверных действий пользователя. Так, в подпрограмме VV1 фрагмент «Ввод первой группы исходных данных» начинается с введения номера I расчетной процедуры, который может принимать значения 1, 2, 3, 4. При ошибочных действиях на дисплее появится надпись «Набран неверный номер расчетной процедуры» (оператор по метке 25) и процесс ввода номера возобновляется. Аналогичные приемы были бы полезны и во всех других случаях, когда возможны ошибки из-за невнимательности, но ограниченные рамки книги воспрепятствовали реализации этого совета в полном объеме. Тем не менее мы настоятельно рекомендуем читателю не пренебрегать такой защитой.

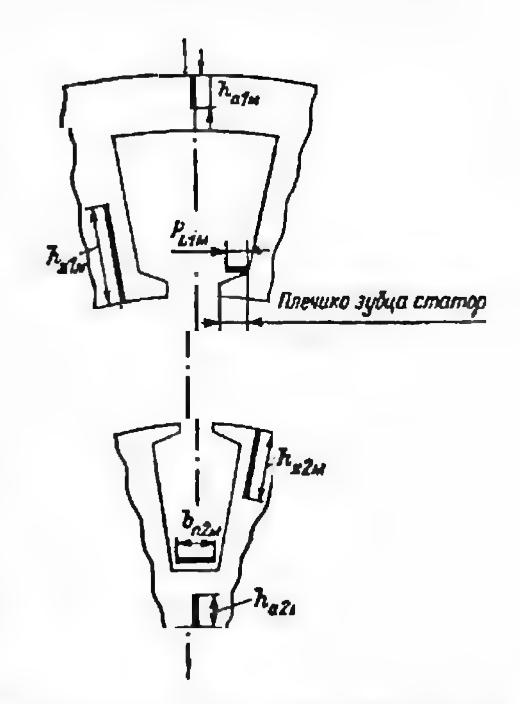


Рис. 8-5. К учету технологических ограничений

Совет десятый. Вывод новых расчетных формул должен быть надлежащим образом обоснован. Рассмотрим два примера такого рода.

Пример 8-1. При выполнении первого этапа (поперечный расчет) установить соотношение для определения диаметра статорной расточки D_{i1} в зависимости от электромагнитных нагрузок B_{z1}, B_{a1}, B_δ, U (A/J) при известных значениях величин D_{a1}, p, k_{d1}, k_{l1}, $k_{з.с}$, $k_{ф1}$.

Коэффициент формы паза статора $k_{ф1}$, превышающий 1, представляет собой отношение площади криволинейной трапеции, в которую вписан паз, к той части его площади, которая предназначена для размещения обмотки и пазовой изоляции без клина (см. рис. 8-2). Поэтому отношение $k_{з.с}/k_{ф1}$ показывает, какая часть суммарной расчетной площади пазов $\Delta_{п.с}$ (на рис. 8-6 заштрихована) занята голой медью.

На основании очевидного равенства

$$\Delta_{п.с} \frac{k_{з.с}}{k_{ф1}} J = \pi D_i A \qquad (8\text{-}17)$$

можем записать

$$\Delta_{п.с} = \pi D U k_{ф1}/k_{з.с} \qquad (8\text{-}18)$$

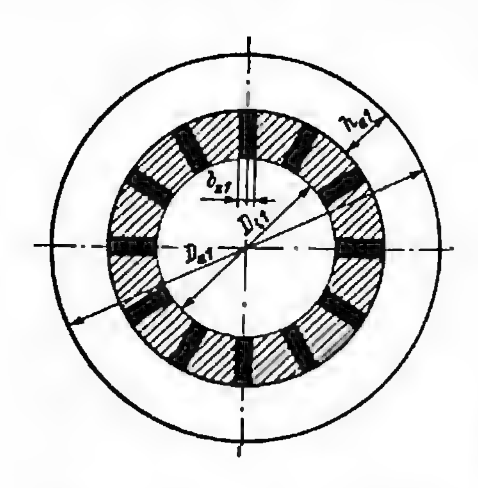


Рис. 8-6. К определению площадей $\Delta_{п.с}$, $\Delta_{з.с}$, $\Delta_{я.с}$

С другой стороны, как видно из рис. 8-6, общая площадь статорных пазов может быть представлена так:

$$\Delta_{п.с} = 0{,}25\pi (D_{a1}^2 - D_{i1}^2) - \Delta_{з.с} - \Delta_{я.с}, \qquad (8\text{-}19)$$

где $\Delta_{з.с}$ и $\Delta_{я.с}$ — расчетные площади зубцов (на рис. 8-6 залиты черным) и ярма статора, выражаемые соотношениями

$$\Delta_{я.с} = \pi h_{a1} (D_{a1} - h_{a1}); \qquad \Delta_{з.с} = b_{z1} z_1 [0{,}5 (D_{a1} - D_{i1}) - h_{a1}]. \qquad (8\text{-}20)$$

Выполнив подстановки из (8-18) и (8-20) в (8-19), заменим размеры b_{z1} и h_{a1} отношениями $\pi D_{i1} B_\delta / (z_1 k_{c1} k_{l1} B_{z1})$ и $\pi D_{i1} B_\delta / (4 p B_{a1} k_{c1} \times \times k_{l1})$. Тогда после преобразования получим выражение (8-8) для диаметра D_{i1}.

Заметим, что участвующая в определении диаметра D_{i1} величина $k_{ф1}$ не является, строго говоря, задаваемой с самого начала расчетно-конструкторской константой. Она подлежит уточнению в ходе расчета (см. подпрограмму РОР). Конечно, можно было бы при разработке алгоритма понимать под $k_{з.с}$ отношение площади голой меди в пазу к площади всей криволинейной трапеции на рис. 8-2, а $k_{ф1}$ заменить единицей, но такой прием снизил бы общую точность проектирования, и мы им не воспользуемся.

Пример 8-2. На втором этапе расчета (определение выходных показателей) определить скольжение s в условиях, когда обычные формулы для s главы 2 неприменимы, так как входящие в них сопротивления r_1, x_1, r_2', x_2', r_m, x_m еще не известны. Вычислить последние нельзя, поскольку не найдено число витков w, зависящее от коэффициента α, равного отношению $\dot{E}_2'$ к $\dot{U}_1$, который в свою очередь зависит от еще не рассчитанного s.

Известными являются: результаты первого этапа расчета (в том числе разделенные параметры $\bar{R}_2'$, $\hat{R}_2'$, $\bar{X}_2'$, $\hat{X}_2'$ и диаметр расточки D_{i1}), длина l, а также все исходные данные, включая P_2', m_1, f, $k_{об1}$, B_δ. Мы покажем, что перечисленные величины однозначно определяют скольжение s.

Рассуждаем следующим образом. Из теории асинхронных машин известно выражение для полной механической мощности

$$P_2' = m_1 (I_2')^2 r_2' (1 - s)/s. \qquad (8\text{-}21)$$

В этом отправном равенстве последовательно выполним такие преобразования:

а) ток I_2' заменим отношением $\dfrac{E_2'}{\sqrt{(r_2'/s)^2 + x_2'^2}}$;

б) ЭДС E_2' выразим через произведение αU_1;

в) сопротивления r_2' и x_2' представим как $w_1^2 \hat{R}_2'$ и $w_1^2 \hat{X}_2'$;

г) число витков w_1 заменим отношением $\dfrac{U_1 p \alpha}{4{,}44 f k_{об1} B_\delta D_{i1} l}$.

Сделав подстановки, выведем выражение

$$P_2' = \left(\frac{4{,}44 f k_{об1} B_\delta D_{i1} l}{p} \right)^2 \times \times \frac{m_1 R_2'}{(R_2'/s)^2 + (X_2')^2} \frac{1 - s}{s}, \qquad (8\text{-}22)$$

из которого после преобразований получим квадратное уравнение относительно s

$$s^2 - G_{u1} s + G_{u2} = 0 \qquad (8\text{-}23)$$

где

$$G_{u1} = \frac{1}{1 + G_{u0} \dfrac{\hat{X}_2'^2}{\hat{R}_2'}};$$

$$G_{u0} = \frac{P_2'}{m_1} \left(\frac{p}{4{,}44 f k_{об1} B_\delta D_{i1} l} \right)^2$$

$$G_{u2} = G_{u1} G_{u0} \hat{R}_2'. \qquad (8\text{-}24)$$

Отсюда находим выражение для скольжения

$$s = \frac{G_{u2}}{0{,}5 G_{u1} + \sqrt{G}}, \qquad (8\text{-}25)$$

где

$$G = \frac{G_{u1}^2}{4} - G_{u2}. \qquad (8\text{-}26)$$

Понятно, что при отрицательном G скольжение становится комплексной величиной и, следовательно, необходимая мощность P_2' не обеспечивается. Поэтому G служит критерием выполнимости машины по условию обеспечения полной механической мощности P_2'.

Следует обратить внимание еще на одно обстоятельство. При включении в алгоритм конкретных расчетных соотношений полезно задумываться над обеспечиваемой ими точностью результатов в реальных условиях проектирования. Чтобы «прочувствовать» эффективность этого правила, рекомендуем читателю с помощью логарифмической линейки или в уме найти x по двум идентичным соотношениям:

$$x = 2 - \sqrt{4 - 0{,}0004}; \qquad x = \frac{0.0004}{2 + \sqrt{4 - 0{,}0004}}$$

(второе выражение получено из первого путем умножения и деления его на $2 + \sqrt{4 - 0{,}0004}$). Результат (примерно 0,0001) практически недостижим в первом случае и совершенно очевиден во втором. Заметим, что оба соотношения для x получены из выражений для наименьшего корня квадратного уравнения

$$x^2 - k_1 x + k_2 = 0$$

в условиях, когда $k_1 = 4$; $k_2 = 0{,}0004$. Эти выражения имеют вид

$$x = \frac{k_1}{2} - \sqrt{\frac{k_1^2}{4} - k_2};$$

$$x = \frac{k_2}{\dfrac{k_1}{2} + \sqrt{\dfrac{k_1^2}{4} - k_2}}.$$

Вторая форма представления, дающая более точный результат, использована, например, при получении соотношений (8-25) и (8-26) из (8-23).

Совет одиннадцатый. При итерационных процедурах нужно стремиться к быстрой и надежной сходимости. В программном обеспечении читатель обнаружит следующие три случая применения итерационной процедуры:

а) в подпрограмме POP поперечного расчета производится поиск такого коэффициента формы паза статора $k_{\phi 1}$ (KFS), который практически совпадает с контрольным значением KFSKON;

б) в первом фрагменте подпрограммы DLI определяется расчетная длина l (L), являющаяся минимальной по условию обеспечения требуемой механической мощности;

в) во втором фрагменте подпрограммы DLI ищется расчетная длина l (L), обеспечивающая достаточную близость заданного произведения AJ (V) к фактическому его значению $V_{факт}$.

Во всех этих случаях задается начальный диапазон изменения определяемого параметра, а затем используется общий прием: метод деления интервала неопределенности пополам (метод половинного деления). Детальное его описание применительно к каждому

конкретному случаю дано в § 8-4. Обращаем внимание читателя на высокую эффективность этого метода: в результате 10 последовательных делений пополам интервал неопределенности сокращается более чем в тысячу раз ($2^{10} = 1024$), а двадцатикратное деление пополам уменьшает начальный интервал неопределенности более чем в миллион раз.

Совет двенадцатый. При проектировании машин с малым числом пазов необходимо использовать точные расчетные соотношения для определения пазовой геометрии.

В практике проектирования расчету пазовой геометрии предшествует определение главных размеров и основных величин, определяющих сечение магнитопровода. Такими величинами являются наружный и внутренний диаметры пакета, число зубцов, ширина зубца, толщина ярма, открытие паза и высота «усика». Необходимые для изготовления штампа размеры обычно определяют путем геометрических построений или рассчитывают по приближенным зависимостям. Так, например, основание трапецеидального паза статора находится из приближенного соотношения

$$b_{п12} = \frac{\pi (D_{a1} - 2h_{a1})}{z_1} - b_{z1},$$

которое выводится путем приравнивания длины окружности периметру многоугольника:

$$\pi (D_{a1} - 2h_{a1}) = (b_{z1} + b_{п12}) z_1.$$

Точность результатов, получаемых посредством приближенных равенств, снижается при уменьшении числа зубцов. Применительно к микромашинам, имеющим статор и ротор с малыми значениями z_1 и z_2 (6—12), использование упрощенных соотношений может привести к существенным погрешностям. Ниже даны расчетные зависимости [79, 80], пригодные для точного проектирования пазовой геометрии в соответствии с рис. 8-7 — 8-12.

А. Паз статора, изображенный на рис. 8-7. Исходные данные: D_{a1}, D_{i1}, b_{z1}, h_{a1}, b_{s1}, h_{s1}, z_1 (число пазов). Радиусы R_G и r_s:

$$R_G = \frac{(D_{a1} - 2h_{a1}) \sin \dfrac{\pi}{z_1} - b_{z1}}{2\left(1 + \sin \dfrac{\pi}{z_1}\right)};$$

$$r_s = \frac{\varphi + \sqrt{\left(\varphi \sin \dfrac{\pi}{z_1}\right)^2 - \left(\dfrac{b_{s1}}{2} \cos \dfrac{\pi}{z_1}\right)^2}}{\cos \dfrac{\pi}{z_1}} \operatorname{tg} \frac{\pi}{z_1},$$

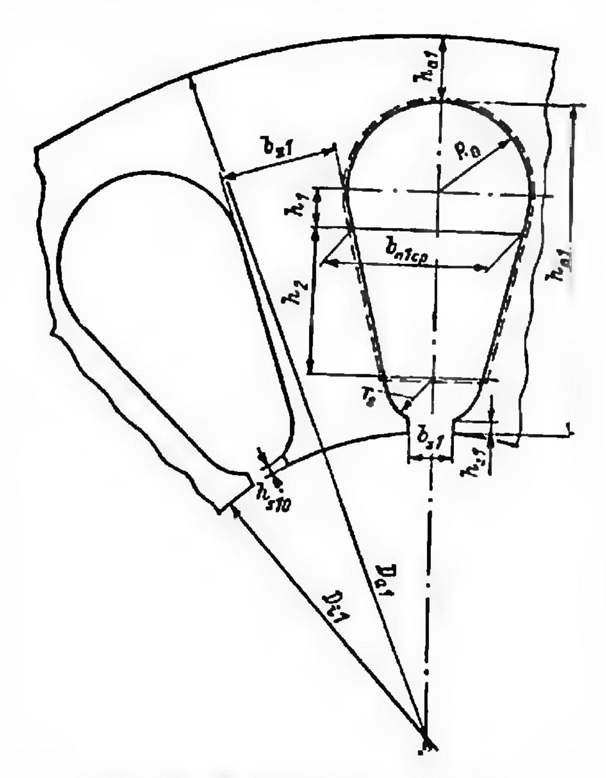


Рис. 8-7. Овальный паз статора

где

$$\varphi = 0{,}5\left(\sqrt{D_{i1}^2 - b_{s1}^2} - \frac{b_{z1}}{\sin\dfrac{\pi}{z_1}}\right) + h_{s1}.$$

Площадь, ограниченная штриховой линией,

$$S_{п1} = \pi R_G^2\left(0{,}5 + \frac{1}{z_1}\right) + (R_G^2 - r_s^2)\,\mathrm{ctg}\,\frac{\pi}{z_1}.$$

Ширина паза в месте прилегания слоев обмотки

$$b_{п1ср} = \sqrt{4r_s^2 + S_{п1}\,\mathrm{tg}\,\frac{\pi}{z_1}}.$$

Размеры h_1, h_2, h_{s10}, $h_{п1}$:

$$h_1 = 0{,}5\left(D_{a1} - \frac{b_{z1}}{\sin\dfrac{\pi}{z_1}}\right) - h_{a1} - h_2 - R_G\frac{r_s}{\sin\dfrac{\pi}{z_1}};$$

$$h_2 = \frac{0{,}5b_{п1ср} - r_s}{\mathrm{tg}\,\dfrac{\pi}{z_1}}; \qquad h_{s10} = h_{s1} - \frac{b_{s1}^2/(4r_s)}{1 + \sqrt{1 - b_{s1}^2/(2r_s)^2}};$$

$$h_{п1} = 0{,}5D_{a1} - h_{a1} - 0{,}5\sqrt{D_{i1}^2 - b_{s1}^2}.$$

Общая площадь паза

$$S = \frac{\pi}{2}(R_G^2 + r_s^2) + (R_G^2 - r_s^2) \times$$
$$\times \left(\frac{\pi}{z_1} + \mathrm{ctg}\,\frac{\pi}{z_1}\right) + h_{s1}b_{s1}.$$

В программном обеспечении параметры овального паза статора (рис. 8-7) представлены идентификаторами:

r_s — RSS; φ — FIS; $b_{п1ср}$ — BPSSR; h_1 — HS1; h_2 — HS2;
h_{s1} — HUS; h_{s10} — HUS0; $h_{п1}$ — HPS; h_{a1} — HJS;
b_{z1} — BZS; b_{s1} — BPS; $S_{п1}$ — SPS; D_{a1} — DA; D_{i1} — D.

Б. Паз статора, изображенный на рис. 8-8. Исходные данные: D_{a1}, D_{i1}, b_{z1}, h_{a1}, b_{s1}, h_{s1}, z_1, ψ_c (угол в зоне коронки).

Расчетные соотношения:

$$b_{п12} = \sqrt{(D_{a1} - 2h_{a1})^2 - b_{z1}^2}\,\sin\frac{\pi}{z_1} - b_{z1}\cos\frac{\pi}{z_1};$$

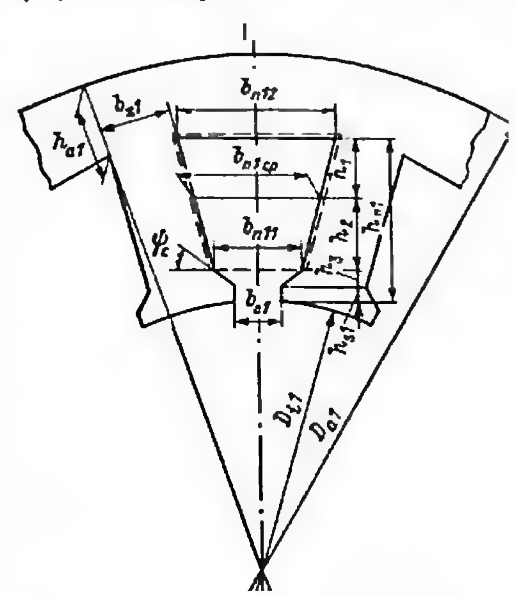


Рис. 8-8. Трапецеидальный паз статора

$$h_{п1}=\sqrt{\left(\frac{D_{a1}}{2}-h_{a1}\right)^2-\frac{b_{п12}^2}{4}}-\frac{1}{2}\sqrt{D_{i1}^2-b_{s1}^2};$$

$$b_{п11}=\frac{\sqrt{D_{i1}^2-b_{s1}^2}+2h_{s1}-b_{s1}\operatorname{tg}\psi_c-b_{z1}/\sin\frac{\pi}{z_1}}{\operatorname{ctg}\frac{\pi}{z_1}-\operatorname{tg}\psi_c};$$

$$S_{п1}=\frac{b_{п12}^2-b_{п11}^2}{4}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{z_1};\qquad h_3=\frac{b_{п11}-b_{s1}}{2}\operatorname{tg}\psi_c;$$

$$h_2=\frac{h_{п1}-h_{s1}-h_3}{b_{п12}-b_{п11}}\left(\sqrt{\frac{b_{п11}^2+b_{п12}^2}{2}}-b_{п11}\right);$$

$$h_1=h_{п1}-h_2-h_3-h_{s1};$$

$$b_{п1ср}=b_{п11}+2h_2\operatorname{tg}\frac{\pi}{z_1};$$

$$S=S_{п1}+\frac{b_{s1}+b_{п11}}{2}h_3+h_{s1}b_{s1}.$$

В программном обеспечении параметры трапецеидального паза статора (рис. 8-8) представлены идентификаторами:

$b_{п11}$ — BPS1; $b_{п12}$ — BPS2; $b_{п1ср}$ — BPSSR; ψ_c — PS;

h_1 — HS1; h_2 — HS2; h_3 — HS3; h_{s1} — HUS; $h_{п1}$ — HPS;

h_{a1} — HJS; b_{z1} — BZS; b_{s1} — BPS; $S_{п1}$ — SPS.

В. Паз статора, изображенный на рис. 8-9. Исходные данные: D_{a1}, D_{i1}, b_{z1}, h_{a1}, b_{s1}, h_{s1}, ψ_c, z_1, R. Сначала определяются вспомогательные величины ε, G, B, C:

$$\varepsilon=\frac{1}{1-\frac{R}{0{,}5D_{a1}-h_{a1}}};\qquad G=1+\operatorname{ctg}^2\frac{\pi}{z_1};$$

$$B=\frac{b_{z1}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{z_1}}{2\sin\frac{\pi}{z_1}}-\frac{R\varepsilon}{\cos\frac{\pi}{z_1}};$$

$$C=(0{,}5D_{a1}-h_{a1})^2-\left(\frac{R\varepsilon}{\cos\frac{\pi}{z_1}}\right)^2-\left(\frac{b_{z1}}{2\sin\frac{\pi}{z_1}}\right)^2.$$

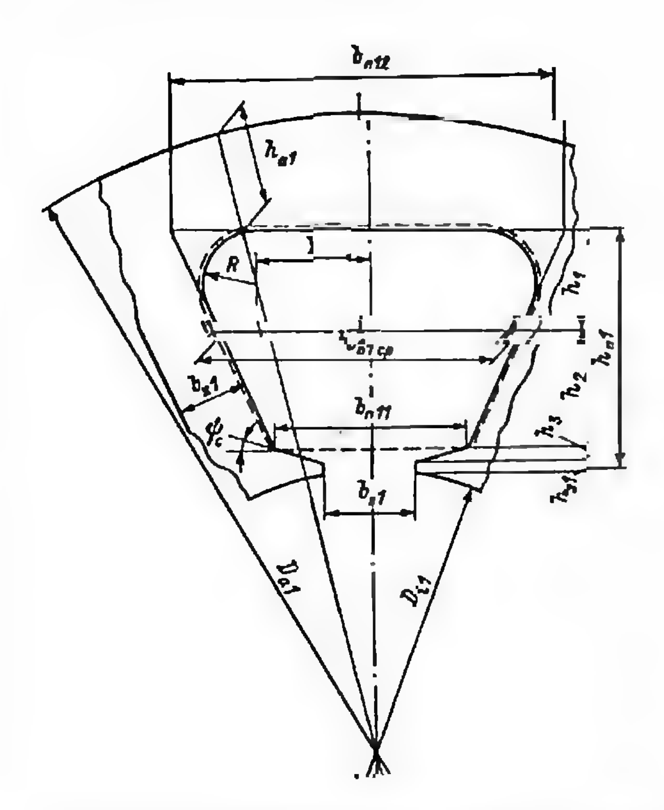


Рис. 8-9. Трапецеидальный паз статора со скруглением

Затем вычисляются размеры паза:

$$b_{п12}=\frac{2}{G}\left(\sqrt{GC+B^2}-B\right);$$

$$h_{п1}=0{,}5\left(\frac{b_{z1}}{\sin\frac{\pi}{z_1}}+\frac{b_{п12}}{\operatorname{tg}\frac{\pi}{z_1}}-\sqrt{D_{i1}^2-b_{s1}^2}\right)$$

$$b_{п11}=\frac{\sqrt{D_{i1}^2-b_{s1}^2}+2h_{s1}-b_{s1}\operatorname{tg}\psi_c-\frac{b_{z1}}{\sin(\pi/z_1)}}{\operatorname{ctg}\frac{\pi}{z_1}-\operatorname{tg}\psi_c};$$

$$h_3=\frac{b_{п11}-b_{s1}}{2}\operatorname{tg}\psi_c;$$

площадь, ограниченная штриховой линией,

$$S_{п1}=0,5\,(b_{п11}+b_{п12})\,(h_{п1}-h_{s1}-h_3)-2R^2\left[\operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{4}+\frac{\pi}{2z_1}\right)-\right.$$

$$\left.-\pi\left(\frac{1}{4}+\frac{1}{2z_1}\right)\right];$$

$$h_2=\frac{h_{п1}-h_{s1}-h_3}{b_{п12}-b_{п11}}\times$$

$$\times\left(\sqrt{b_{п11}^2+S_{п1}\frac{b_{п12}-b_{п11}}{h_{п1}-h_{s1}-h_3}}-b_{п11}\right);$$

$$h_1=h_{п1}-h_2-h_3-h_{s1};\qquad b_{п1ср}=b_{п11}+2h_2\operatorname{tg}\frac{\pi}{z_1};$$

$$S=S_{п1}+\frac{b_{s1}+b_{п11}}{2}\,h_3+b_{s1}h_{s1}.$$

Г. Паз ротора, изображенный на рис. 8-10. Исходные данные: D_{a2}, D_{i2}, b_{z2}, h_{a2}, b_{s2}, h_{s2}, z_2. Расчетные соотношения:

$$r_s=\frac{(D_{i2}+2h_{a2})\sin\frac{\pi}{z_2}-b_{z2}}{2\left(1-\sin\frac{\pi}{z_2}\right)};$$

$$R_G=\frac{\varphi-\sqrt{\left(\varphi-\sin\frac{\pi}{z_2}\right)^2-\left(\frac{b_{s2}}{2}\cos\frac{\pi}{z_2}\right)^2}}{\cos\frac{\pi}{z_2}}\operatorname{tg}\frac{\pi}{z_2},$$

где

$$\varphi=0,5\left(\sqrt{D_{a2}^2-b_{s2}^2}-\frac{b_{z2}}{\sin\frac{\pi}{z_2}}\right)-h_{s2};$$

$$h_{п2}=0,5\left(\sqrt{D_{a2}^2-b_{s2}^2}-D_{i2}\right)-h_{a2};$$

$$h_{s20}=h_{s2}-\frac{\frac{b_{s2}^2}{4R_G}}{1+\sqrt{1-b_{s2}^2/(4R_G^2)}};$$

$$S_{п2}=\frac{\pi}{2}(R_G^2+r_s^2)+(R_G^2-r_s^2)\times$$

$$\times\left(\frac{\pi}{z_2}+\operatorname{ctg}\frac{\pi}{z_2}\right)+h_{s2}b_{s2}.$$

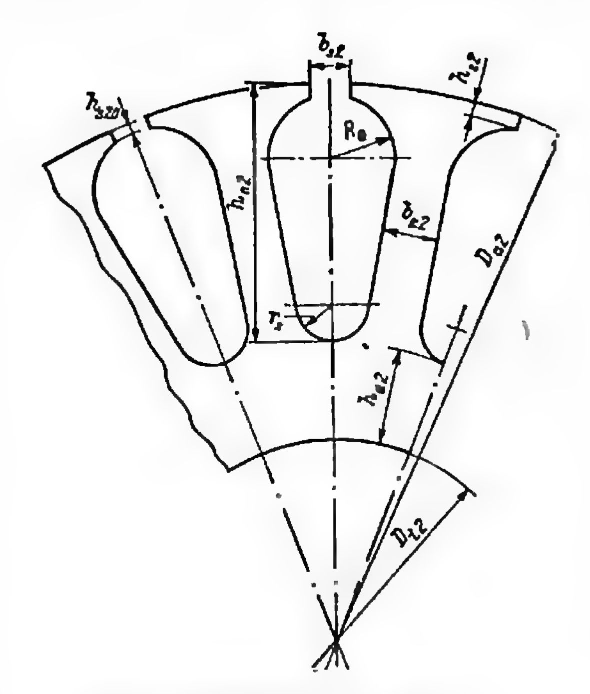


Рис. 8-10. Овальный паз ротора

В программном обеспечении параметры овального паза ротора (рис. 8-10) представлены идентификаторами:

R_G—RGR; r_s—RSR; φ—FIR; h_{s2}—HUR; h_{s0}—HUR0; $h_{п2}$—HPR; h_{a2}—HJR; b_{s2}—BPR; $S_{п2}$—SPR; D_{a2}—DPRIM; D_{i2}—DR.

Д. Паз ротора, изображенный на рис. 8-11. Исходные данные: D_{a2}, D_{i2}, b_{z2}, h_{a2}, b_{s2}, h_{s2}, z_2, $\psi_р$. Расчетные соотношения:

$$B=\frac{0,5\left[\left(\sqrt{D_{a2}^2-b_{s2}^2}-2h_{s2}\right)\operatorname{tg}\frac{\pi}{z_2}-\frac{b_{z2}}{\cos(\pi/z_2)}-b_{s2}\right]}{1+\operatorname{tg}\psi_р\operatorname{tg}(\pi/z_2)};$$

$$b_{п21}=b_{s2}+2B;\quad b_{п22}=(D_{i2}+2h_{a2})\operatorname{tg}\frac{\pi}{z_2}-\frac{b_{z2}}{\cos(\pi/z_2)};$$

$$h_1=\frac{0,5\,(b_{п21}-b_{п22})}{\operatorname{tg}(\pi/z_2)};\quad h_2=B\operatorname{tg}\psi_р;\quad h_{п2}=h_1+h_2+h_{s2};$$

$$S_{п2}=0,5\,[(b_{п21}+b_{п22})\,h_1+(b_{п21}+b_{s2})\,h_2]+b_{s2}h_{s2}.$$

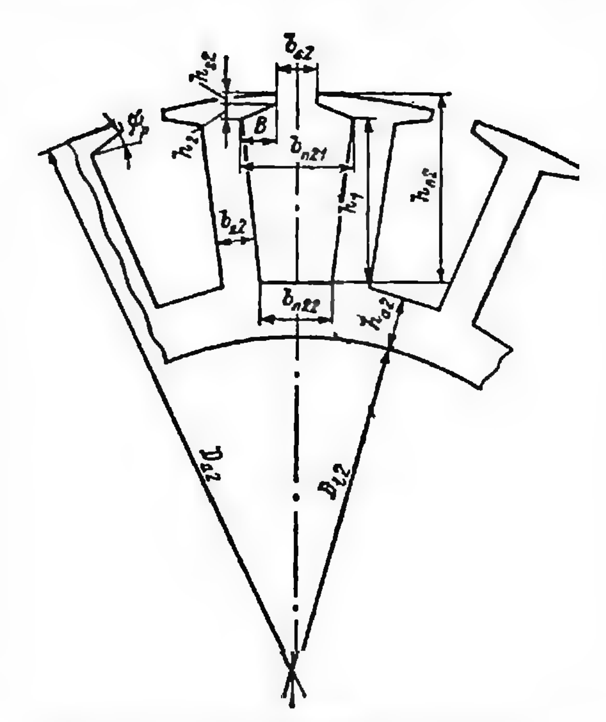


Рис. 8-11. Трапецеидальный паз ротора

В программном обеспечении параметры трапецеидального паза ротора (рис. 8-11) представлены идентификаторами:

$$b_{\text{п}21}\text{—BPR1};\quad b_{\text{п}22}\text{—BPR2};\quad B\text{—B};\quad \psi_\text{р}\text{—PR};$$

$$h_1\text{—HR1};\quad h_2\text{—HR2};\quad h_{\text{ш}2}\text{—HUR};\quad h_{\text{п}2}\text{—HPR};$$

$$h_{a2}\text{—HJR};\quad b_{z2}\text{—BZR};\quad b_{\text{ш}2}\text{—BPR};\quad S_{\text{п}2}\text{—SPR}.$$

Е. Паз ротора, изображенный на рис. 8-12. Исходные данные: D_{a2}, D_{i2}, b_{z2}, h_{a2}, $b_{\text{ш}2}$, $h_{\text{ш}2}$, z_2, $\psi_\text{р}$, R_G, r_2.

Размеры B, $b_{\text{п}21}$, $b_{\text{п}22}$ и h_2 находятся из соотношений, приведенных в пункте Д. Остальные размеры вычисляются по следующим формулам:

$$C = R_G\left\{\cos\frac{\pi}{z_2} + \text{tg}\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\psi_\text{р}}{2} + \frac{\pi}{2z_2}\right)\sin\frac{\pi}{z_2}\right\};$$

$$X = \frac{b_{\text{п}21}}{2} - C;$$

$$Y = \frac{b_{\text{п}22}}{2} - r_2\,\text{tg}\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{2z_2}\right);$$

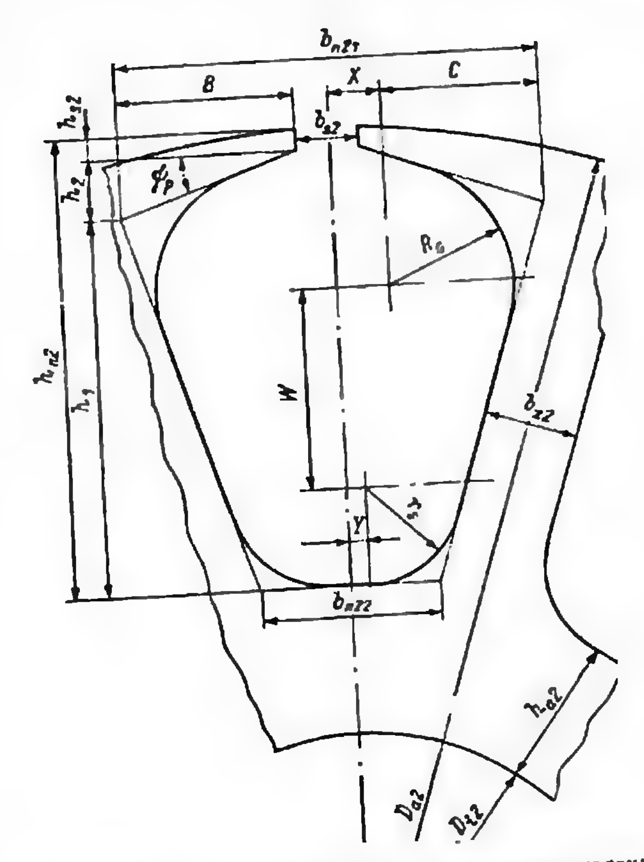


Рис. 8-12. Трапецеидальный паз ротора со скруглением

$$h_{\text{п}2} = \frac{1}{2}\sqrt{D_{a2}^2 - b_{\text{ш}2}^2} - \frac{1}{2}D_{i2} - h_{a2};$$

$$h_1 = h_{\text{п}2} - h_{\text{ш}2} - h_2;$$

$$W = h_{\text{п}2} - r_2 - C\,\text{tg}\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\psi_\text{р}}{2} - \frac{\pi}{2z_2}\right) - h_{\text{ш}2} - h_2;$$

$$S_{\text{п}2} = 0{,}5\,(b_{\text{п}21} + b_{\text{п}22})(h_{\text{п}2} - h_{\text{ш}2} - h_2) + \\ + \frac{b_{\text{п}21} + b_{\text{ш}2}}{2}h_2 + b_{\text{ш}2}h_{\text{ш}2} - R_G^2\left[2\text{tg}\left(\frac{\pi}{4} - \frac{\psi_\text{р}}{2} + \frac{\pi}{2z_2}\right) - \right. \\ \left. - \pi\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{z_2} - \frac{\psi_\text{р}}{\pi}\right)\right] - r_2^2\left[2\text{tg}\left(\frac{\pi}{4} - \right.\right. \\ \left.\left. - \frac{\pi}{2z_2}\right) - \pi\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{z_2}\right)\right].$$

8-4. Описание программного обеспечения

Головная программа GOL обеспечивает начальное присваивание параметрам IL1—IL8 значения 99, что соответствует заказу полного ввода. Такой заказ выполняется только один раз в самом начале работы; в дальнейшем при повторном решении задач с аналогичными исходными данными параметры IL1—IL8 имеют значения, отличные от 99, и полный ввод не производится. Программа GOL, не содержащая оператора STOP, поочередно активизирует процессы ввода (обращение к подпрограммам VV1 и VV2) и решения (обращение к подпрограмме RES).

Подпрограмма ESL, вызываемая из двух подпрограмм ввода VV1 и VV2, обеспечивает появление на экране надписи из трех фраз, возникающей после каждой сводной таблицы группы исходных данных.

Первая подпрограмма ввода VV1 предоставляет пользователю возможность заказать решение учебно-демонстрационной задачи (см. прогр. 8-18) путем набора «ключа» 1234 или решать собственную задачу (см. прогр. 8-19). В обоих случаях по желанию пользователя производится заказ печати или отмена такого заказа. Для начального решения собственной задачи требуется произвести полный ввод с пульта всех исходных данных, разбитых на несколько групп. При решении учебно-демонстрационной задачи полный ввод данных с пульта не производится (заказывается только номер расчетной процедуры), а на дисплей поочередно выводятся группы исходных величин, которые проектировщик при желании может изменить (выполнить редактирование). Всего в рамках подпрограммы VV1 на экран выдается две такие группы. Остальные группы исходных данных выводятся на экран при выполнении подпрограммы VV2.

В подпрограмме RES осуществляется диспетчеризация процесса решения путем использования одной из четырех возможностей в зависимости от заказанного номера задачи-процедуры I. При этом вызываются подпрограммы POP, DLI, OGR, VIH, PRP, PRV.

В подпрограмме OGR производится анализ выполнения пяти ограничений. В случае обнаружения неудовлетворительного значения анализируемого параметра идентификатор N принимает соответствующее значение (1, 2, 3, 4, 5).

При выполнении подпрограммы POP рассчитывается поперечный разрез магнитопровода, определяется структура лобовых частей, вычисляются магнитные проводимости пазового и дифференциального рассеяния, производится расчет магнитной цепи машины и находятся разделенные параметры (в расчете на виток): $\tilde{R}_1$, $\tilde{X}_1$, $\tilde{R}'_2$, $\tilde{X}'_2$, $\tilde{R}_m$, $\tilde{X}_m$ — погонные сопротивления, Ом/м; $\bar{R}_1$, $\bar{X}_1$, $\bar{R}'_2$, $\bar{X}'_2$ — сопротивления, обусловленные структурой лобовых частей, Ом. Применительно к расчету статоров с овальными

или трапецеидальными пазами подпрограмма POP реализует итерационную процедуру определения коэффициента формы паза статора $k_{ф1}$. При этом изначально задаются двумя значениями этого коэффициента: нижним исходным $k_{ф1A}$ (KFSA) и верхним исходным $k_{ф1B}$ (KFSB). Для среднего значения $k_{ф1}$ (KFS), равного $(k_{ф1A}+k_{ф1B})/2$, находится контрольное значение KFSKON. Разность $k_{ф1}$ (KFS) и соответствующего контрольного значения может быть положительной или отрицательной. Если указанная разность меньше нуля или равна нулю, то новая нижняя граница $k_{ф1A}$ принимается равной $k_{ф1}$. В противном случае величине $k_{ф1}$ приравнивается новая верхняя граница $k_{ф1B}$. Понятно, что интервал неопределенности становится при этом вдвое меньше предыдущего. Итерационный процесс прекращается при выполнении условия

$$(k_{ф1B}-k_{ф1A})/k_{ф1A}\leqslant 0{,}001$$

Подпрограммы-функции HX (X), HY (Y), HZ (Z), HS (S) реализуют зависимость магнитной напряженности от индукции для соответствующих элементов магнитопровода: зубцов статора, ярма статора, зубцов ротора, ярма ротора. Обращение к подпрограммам-функциям производится из подпрограммы POP в условиях, когда в памяти машины уже сформированы (при выполнении подпрограммы VV1) 5 массивов: массив B0 (B_0) из двадцати одного опорного значения магнитной индукции, а также четыре массива соответствующих значений магнитной напряженности: HZ1 (H_{z1}) для зубцов статора, HJ1 (H_{a1}) для ярма статора, HZ2 (H_{z2}) для зубцов ротора, HJ2 (H_{a2}) для ярма ротора. Для определенности остановимся на обращении к подпрограмме-функции HX (X) в условиях, когда параметру X присвоено конкретное значение (B_{z1}). Вычислительная процедура, основанная на кусочно-линейной аппроксимации, выполняется в таком порядке:

а. Целочисленному параметру k присваивается нулевое значение.

б. Значение k увеличивается на единицу.

в. Если значение k-го элемента массива B0 (B_{0k}) оказывается меньше X, то производится переход к пункту «б».

г. Если число k достигает 21, то следует перейти к пункту «е».

д. Рассчитывается магнитная напряженность H_z (HX), соответствующая индукции X:

$$H_z=(X-B_{0,k-1})(H_{z1k}-H_{z1,k-1})/(B_{0k}-B_{0,k-1})+H_{z1,k-1}.$$

Затем выполняется переход к пункту «ж».

е. Вычисляется значение H_z (HX) для индукции, превосходящей $B_{0(21)}$:

$$H_z=(X-B_{0(20)})\frac{H_{z1(21)}-H_{z1(20)}}{B_{0(21)}-B_{0(20)}}+H_{z1(20)}.$$

ж. Производится выход из подпрограммы.

Подпрограмма DLI содержит 2 фрагмента. В первом из них устанавливается расчетная длина, соответствующая нулевому значению критерия G обеспечения механической мощности. (Заметим, что при отрицательном G требуемое значение P_2' не достигается ни при каком скольжении.) При этом вначале задается пара значений l: исходное нижнее l_A (LA), равное $\tau/8$, и исходное верхнее l_B (LB), равное 8τ. Если обнаруживается, что даже при длине 8τ механическая мощность не обеспечивается ($G < 0$), то расчет дальше не производится. В противном случае для средней длины l, равной $(l_A + l_B)/2$, вычисляется соответствующее значение G. Если последнее меньше нуля или равно нулю, то новая нижняя граница l_A принимается равной l; если $G > 0$, то величине l приравнивается верхняя граница l_B. Таким образом, новый интервал l_A—l_B становится вдвое уже предыдущего. После этого вновь находится полусумма нижней и верхней границ и вычисляется соответствующее G. Описанная процедура продолжается до тех пор, пока l_A и l_B не сблизятся настолько, что будет выполняться неравенство

$$\frac{l_B - l_A}{l_A} \leqslant 0{,}001.$$

Тогда последнее значение l_B принимается в качестве нижней границы (l_A) начального диапазона l при выполнении второго фрагмента подпрограммы DLI. Исходное значение верхней границы l_B принимается равным 8τ. Понятно, что если нижней границе l_A соответствует фактическое значение произведения AJ ($V_{факт}$), большее, чем заданное V, а верхней границе l_B соответствует $V_{факт}$, меньшее заданного V, то в интервале l_A—l_B найдется некоторое l, обеспечивающее заданное V. Поэтому в начале второго фрагмента производится проверка двух указанных условий. Если заданное произведение AJ (V) слишком мало или слишком велико, то расчет прекращается. Если же оба условия выполняются, т. е. для l_A имеет место неравенство $V - V_{факт} < 0$, а для l_B — неравенство $V - V_{факт} \geqslant 0$, то определение искомой длины производится, как и в первом фрагменте, методом половинного деления. Заметим, что во втором фрагменте $V_{факт}$ находится путем последовательного вызова подпрограмм KRI и VFA. Вопрос, какая граница (нижняя l_A или верхняя l_B) подлежит приравниванию полусумме $(l_A + l_B)/2$, решается путем проверки соотношения $V - V_{факт} \leqslant 0$. При выполнении этого неравенства изменению подвергается нижняя граница, а в противном случае — верхняя. Процедура заканчивается при выполнении неравенства

$$(l_B - l_A)/l_A \leqslant 0{,}001.$$

Тогда верхняя граница принимается в качестве искомой длины l, соответствующей конкретному произведению AJ (V). Для найденной длины производится расчет выходных показателей с использованием подпрограммы VIH.

Подпрограмма расчета выходных показателей VIH вначале вызывает подпрограммы KRI и VFA, благодаря чему определяются скольжение s, число витков w, ток статора I_1 и эффективная площадь поперечного сечения проводника $S_{эфф}$, а также сопротивления r_1, r_2', x_1, x_2', x_m. Затем в ходе подпрограммы VIH рассчитываются величины Q, P_1, P_Σ, η, $\cos\varphi$, M_m, M_n, T (превышение температуры) и F (целевая функция).

Подпрограмма KRI определяет для испытуемой расчетной длины l (L) условные (одновитковые) сопротивления $\hat{R}_2'$ (R2G) и $\hat{X}_2'$ (X2G), которые впоследствии при выполнении подпрограммы VFA подлежат умножению на w^2 для нахождения r_2' и x_2'. Кроме того, с помощью соотношения (8-26) в подпрограмме KRI рассчитывается критерий G обеспечения требуемой механической мощности: для достижения последней необходимо, чтобы величина G была положительной.

В подпрограмме VFA на основании результатов, полученных с помощью подпрограммы KRI, вычисляется рабочее скольжение s(SS). Затем для конкретной длины l (L) находятся условные («одновитковые») сопротивления статорной цепи $\hat{R}_1$ (R1G), $\hat{X}_1$ (X1G) и контура намагничивания R_m (RMG), X_m (XMG). После определения расчетного числа витков фазы статора w_1 (W) выполняется путем умножения на w_1^2 переход от условных сопротивлений $\hat{R}_1$, $\hat{R}_2'$, $\hat{X}_1$, $\hat{X}_2'$, $\hat{R}_m$, $\hat{X}_m$ к параметрам цепей статора, ротора и контура намагничивания r_1, r_2', x_1, x_2', r_m, x_m. Это дает возможность установить ток I_1 (IS) статора, а затем найти эффективную площадь поперечного сечения проводника статорной обмотки $S_{эфф}$ (SEEF) и рассчитать величину $V_{факт}$ (VFAKT) — фактическое значение произведения AJ, соответствующее испытуемой расчетной длине l.

Подпрограммы выдачи результатов PRP и PRV обеспечивают вывод информации на дисплей (посредством операторов TYPE), а в случае заказа печати результатов (IREZ = 1) — также и на печатающее устройство (посредством оператора PRINT).

8-5. Представление результатов расчета

Каждой из четырех расчетных процедур соответствует своя форма представления результатов. Это видно из текста приведенных выше программ 8-16 и 8-17. Для анализа результатов, определяющих пазовую геометрию, следует пользоваться рис. 8-7 и 8-10 применительно к овальным пазам, 8-8 и 8-11 — применительно к трапецеидальным, 8-3 — к прямоугольным. При необ-

ходимости путем несложной переделки программ PRP и PRV разработчик может легко расширить круг параметров, выдаваемых на печать.

Приведенный в настоящей главе комплект программных модулей может подвергаться необходимым изменениям, связанным со спецификой предъявляемых к машине требований, особенностям ввода исходных данных, характером выходной информации и формой ее представления. Необходимо иметь в виду, что создание громоздких широкоуниверсальных программ далеко не всегда возможно из-за ограниченного объема памяти конкретной вычислительной машины. Поэтому программисту иногда приходится приспосабливать уже разработанное программное обеспечение к изменившимся условиям его реализации (модульная структура программы облегчает внесение необходимых изменений). Так, например, при проектировании машин, отличающихся небольшим числом витков статорной обмотки, выбираемым из редкого ряда возможных значений, необходимо в расчетную процедуру включить округление полученного значения w_1 до ближайшего числа ($w_{окр}$), кратного z_1/m_1 для двухслойной обмотки или $z_1/(2m_1)$ для однослойной. Соотношения для такого округления, подлежащие реализации на ЭВМ:

для двухслойной обмотки

$$w_{окр} = \frac{z_1}{m_1} \operatorname{Int}\left(w \frac{m_1}{z_1} + 0{,}5\right);$$

для однослойной обмотки

$$w_{окр} = \frac{z_1}{2m_1} \operatorname{Int}\left(w \frac{2m_1}{z_1} + 0{,}5\right).$$

Здесь Int указывает на необходимость учета только целой части (INTEGER) выражения в круглых скобках.

Если предусматривается дробление фазы статора на элементарные проводники, в расчете дополнительно должны участвовать величины: $n_{эл}$ — число элементарных проводников в одном эффективном; $d_{пред}$ — максимальный допустимый из соображений технологичности диаметр обмоточного провода (голого); $s_{эл}$ — площадь поперечного сечения элементарного проводника. В этом случае в расчет вводятся соотношения

$$n_{эл} = \operatorname{Int}\,|4s_{эф}/(\pi d_{пред})^2 + 0{,}99999|; \quad s_{эл} = \frac{s_{эф}}{n_{эл}},$$

где $s_{эф}$ — эффективная площадь поперечного сечения проводника.

Затем выбирается $s'_{эл}$ (ближайшее стандартное сечение, меньшее $s_{эл}$), и определяется диаметр обмоточного провода (без изоляции)

$$d_{пр} = 1{,}13\sqrt{s'_{эл}}.$$

В качестве альтернативной укажем следующую схему учета дискретности размеров и обмоточных данных. После нахождения семи главных выходных величин D_{i1}, h_{a1}, h_{a2}, b_{z1}, b_{z2}, l, w_1 в предположении непрерывности последних (см. § 8-1) нужно для каждой из них определить ближайшую пару допустимых дискретных значений (меньшее и большее по отношению к найденной величине). Затем элементарным перебором 128 ($128 = 2^7$) вариантов, т. е. посредством 128 поверочных расчетов, устанавливается такое сочетание конкретных округленных значений семи главных выходных величин, которое обеспечивает наименьший «уход» от достигнутого ранее значения критерия оптимальности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Костенко М. М., Пиотровский Л. М. Электрические машины. Л.: Энергия, 1973. Т. 2.
2. Алексеев А. Е. Конструкция электрических машин. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1958.
3. Домбровский В. В., Хуторецкий Г. М. Основы проектирования электрических машин переменного тока. Л.: Энергия, 1974.
4. Кузнецов Б. И. Асинхронные двигатели общего применения малой и средней мощности. Автореф. дис. . . . д-ра техн. наук. М., 1970.
5. Arnold E. Wechselstromtechnik. Berlin, 1913. V. IV.
6. Демирчян К. С., Чечурин В. Л. Машинные расчеты электромагнитных полей. М.: Высшая школа, 1986.
7. Домбровский В. В. Справочное пособие по расчету электромагнитных полей в электрических машинах. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
8. Зайчик В. М. К уточнению теории асинхронных машин//Электричество. 1978. № 7. С. 86—88.
9. Зайчик В. М. Условие корректного применения формулы Клосса//Известия вузов. Электромеханика. 1980. № 10. С. 1066—1068.
10. Бойко Е. П., Гаинцев Ю. В., Ковалев Ю. М. Асинхронные двигатели общего назначения. М.: Энергия, 1980.
11. Сорокер Т. Г. Расчет характеристик асинхронного двигателя//Бюллетень ВЭИ. 1941. № 6. С. 27—32.
12. Рихтер Р. Электрические машины. М.: ГОНТИ, 1939. Т. IV.
13. Veinott C. G. Theory and design of small induction motors. N.-Y.: Mc Graw—Hill. 1959.
14. Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. Л.: ГЭИ. 1950.
15. Казовский Е. Я. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. М.—Л.: Изд-во АН СССР. 1962.
16. Clark E. Circuit analysis of A—C power systems. N-Y.: Willey and Sons. 1943. V. I, 1950. V. II.
17. Fitgerald A. E., Kingsley C. Electric Machinery. N.-Y.: Mc Graw-Hill. 1961.
18. Вагнер К. Ф., Эванс Р. Д. Метод симметричных составляющих М.—Л.: ОНТИ, 1936.
19. Копылов И. П. Электрические машины. М.: Энергоатомиздат, 1986.
20. Крон Г. Применение тензорного анализа в электротехнике. М.—Л.: ГЭИ, 1955.
21. Крон Г. Тензорный анализ сетей. М.: Советское радио, 1978.
22. Рюденберг Р. Эксплуатационные режимы электроэнергетических систем и установок. Л.: Энергия, 1981.
23. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханические преобразователи энергии. М.—Л.: Энергия, 1964.
24. Alger Ph. L. The nature of polyphase induction machines. N.-Y. 1965.
25. Park R. H. Two-reaction theory of synchronous machines//AIEE Trans. V. 48. P. 716—731.
26. Рихтер Р. Обмотки якорей машин постоянного и переменного токов. М.—Л.: ГЭИ, 1933.
27. Сорокер Т. Г. Многофазный асинхронный двигатель. Многофазный преобразователь частоты. Поверочный расчет//Труды Научно-исследовательского института электропромышленности. Т. 3. М.: ЦБТИ, 1959. С. 5—112.
28. Геллер Б., Гамата В. Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах. М.: Энергия, 1964.
29. Ипатов П. М. Построение рациональных схем волновых обмоток статора синхронного генератора с дробным числом пазов на полюс и фазу//Электросила. Л.: Энергия, 1959. № 17. С. 82—93.
30. Ипатов П. М. Гармонические МДС обмотки статора с дробным числом пазов на полюс и фазу//Электросила. Л.: Энергия, 1961. № 20. С. 47—51.
31. Вольдек А. И. Магнитное поле в воздушном зазоре асинхронных машин//Труды ЛПИ имени М. И. Калинина. Л., 1953. № 4. С. 380—384.
32. Данилевич Я. Б., Домбровский В. В., Казовский Е. Я. Параметры электрических машин переменного тока. М.—Л.: Наука, 1965.
33. Шуйский В. П. Расчет электрических машин. Л.: Энергия, 1968.
34. Schuisky W. Inductionsmaschinen. Wien.: Springer. 1957.
35. Вольдек А. И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1966.
36. Сорокер Т. Г. Поле в зазоре асинхронного двигателя и связанные с ним реактивные сопротивления//Труды ВНИИЭМ. Т. 45. М.: 1976. С. 86—101.
37. Norman H. M. Induction motor locked saturated Curves//El. eng. 1934. № 4. P. 536—542.
38. Нейман Л. Р. Поверхностный эффект в ферромагнитных телах. М.—Л.: Госэнергоиздат. 1949.
39. Коган В. В. Расчет кривых момента при асинхронном пуске синхронных машин с массивным ротором//Электросила. Л.: Энергия, 1966. № 25. С. 66.
40. Лютер Р. А., Самойлович Н. Я., Коган В. В. Расчет асинхронных моментов вращения двухполюсных двигателей с магнитными бандажами//Электросила. Л.: Энергия. 1962. № 21. С. 49—54.
41. Петров Ю. П. Оптимальное управление электрическим приводом с учетом ограничений по нагреву. Л.: Энергия, 1971.
42. Морозов Д. П. Основы электропривода. М.—Л.: ГЭИ, 1950.
43. Лютер Р. А. Расчет синхронных машин. Л.: Энергия, 1979.
44. Drehmann A., Lenninger S.//ETZ. 1951. № 14.
45. Сыромятников И. А. Режимы работы асинхронных электродвигателей. М.: ГЭИ. 1955.
46. Праздников В. И. Расчет термической стойкости роторов глубокопазных асинхронных двигателей в динамических режимах: Автореф. дис. . . . канд. техн. наук. Л., 1986.
47. Трещев И. И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. Л.: Энергия, 1980.
48. Прочность, устойчивость, колебания. М.: Машиностроение, 1988. Т. 1.
49. Займовский А. С., Усов В. В. Металлы и сплавы в электротехнике: Магнитные, полупроводниковые реостатные и контактные материалы. М.—Л.: ГЭИ, 1949.
50. Аветисян Дж. А., Соколов В. В., Хан В. Х. Оптимальное проектирование электрических машин на ЭВМ. М.: Энергия, 1976.
51. Аветисян Дж. А., Бертинов А. И. Динамическое программирование

расчета оптимальных электрических машин//Электричество. 1966. № 11. С. 46—51.

52. Расчет серии асинхронных двигателей на автоматической цифровой вычислительной машине/Артамонов Л. М., Мордвинов Ю. В., Пламодьяло Е. В., Сорокер Т. Г. М.: ЦИНИТИЭлектропром. 1962.

53. Бертинов А. И. Электрические машины авиационной автоматики. М.: Оборонгиз. 1961.

54. Видмар М. Экономические законы проектирования электрических машин. М.—Л.: Гостехиздат. 1924.

55. Гурин Я. С., Кузнецов Б. И. Проектирование серий электрических машин. М.: Энергия, 1978.

56. Дадиванян Ф. П., Малатян Н. Н. Критерии оптимальности при проектировании асинхронных двигателей малой мощности//Электрические машины и электропривод малой мощности. М.: Наука, 1966. С. 82—89.

57. Данциг Дж. Линейное программирование. Его применения и обобщения. М.: Прогресс. 1966.

58. Зайчик В. М. Использование выпуклого программирования для расчета пазовой геометрии асинхронных двигателей//Известия вузов. Электромеханика. 1970. № 6. С. 658—665.

59. Зайчик В. М. Использование линейного программирования для оптимизации расчета синхронных машин малой и средней мощности//Электричество. 1977. № 12. С. 78—80.

60. Зайчик В. М. Применение линейного программирования к проектированию асинхронных электродвигателей//Известия вузов. Электромеханика. 1976. № 10. С. 1068—1076.

61. Зайчик В. М. Применение линейного программирования при оптимизации расчета асинхронных машин//Электричество. 1979. № 12. С. 53—56.

62. Зайчик В. М. Проектирование синхронных машин по заданным электромагнитным нагрузкам//Известия вузов. Электромеханика. 1979. № 1. С. 40—44.

63. Зайчик В. М. Расчет асинхронных двигателей при заданных значениях электромагнитных нагрузок//Электричество. 1977. № 1. С. 77—81.

64. Зайчик В. М. Расчет асинхронных двигателей с заданными свойствами механической характеристики//Электротехника. 1975. № 9. С. 41—44.

65. Каган Б. М., Даниленко С. И. Вопросы архитектуры систем оптимального проектирования//Материалы семинара «Кибернетические системы автоматизации проектирования». М.: МДНТП, 1961. С. 132—136.

66. Автоматизация расчетов двигателей на электронных цифровых вычислительных машинах/Б. М. Каган, Т. Г. Сорокер, Ю. В. Мордвинов, Е. В. Пламодьяло//Электропривод и автоматизация промышленных установок. М.: ГЭИ, 1960. С. 11—19.

67. Проектирование электрических машин/И. П. Копылов, Ф. А. Горяинов, Б. К. Клоков, В. П. Морозкин, Б. Ф. Токарев. М.: Энергия, 1980.

68. Копылов И. П., Ильинский Н. Ф., Кузнецов Н. Л. О применении методов планирования эксперимента к задачам анализа и синтеза электрических машин//Электричество. 1970. № 2. С. 29—35.

69. Сорокер Т. Г. Применение автоматических цифровых вычислительных машин при проектировании новых серий асинхронных двигателей//Труды ВНИИЭМ. 1966. Вып. 3. С. 5—8.

70. Box M. J. A new method of constrained optimization and comparison with other methods//Comput. J. 1965. N 8. P. 42—52.

71. Саати Т. Математические методы исследования операций. М.: Воениздат, 1963.

72. Зайчик В. М. Основы экономического расчета размерных цепей электрических микромашин с помощью метода целочисленного программирования//Электротехника. 1976. № 6. С. 39—41.

73. Зайчик В. М. Применение линейного программирования при проектировании электрических машин//Электричество. 1968. № 9. С. 42—45.

74. Spendley W., Heaxt G. R., Himsworth F. R. Sequential application of simplex designs in optimization and evolutionary design//Technometrica. 1962. N 4. P. 441—461.

75. Nelder J. A., Meed R. A. A simplex method for function minimization//Comp. J. 1965. N 7. P. 308—313.

76. Трапезников В. А. Основы проектирования серий асинхронных двигателей. М.: ОНТИ, 1937.

77. Parkinson J. M., Hutchinson D. An investigation into the efficiency of variants of the simplex method//Numerical methods for nonlinear optimization. London.: Academic Press. 1972. P. 105—108.

78. Геминтерн В. И., Каган Б. М. Методы оптимального проектирования. М.: Энергия. 1980.

79. Зайчик В. М. Определение размеров трапецеидального паза в микромашинах//Электротехническая промышленность. Электрические машины. 1978. № 7. С. 3—5.

80. Зайчик В. М. Расчет основных потерь в трапецеидальных зубцах электрических машин переменного тока//Известия вузов. Электромеханика. 1976. № 9. С. 1032—1033.

81. Зайчик В. М. Упрощенный тепловой расчет при проектировании асинхронных электродвигателей методом синтеза//Электротехническая промышленность. Электрические машины. 1979. № 6. С. 10—12.

82. Терзян А. А. Автоматизированное проектирование электрических машин. М.: Энергоатомиздат, 1983.

83. Фокс Дж. Программное обеспечение и его разработка. М.: Мир, 1985.

84. Хьюз Дж., Мичтом Дж. Структурный подход к программированию. М.: Мир, 1980.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Производственное издание

Домбровский Вячеслав Вячеславович
Зайчик Виктор Моисеевич

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

**Теория,
расчет,
элементы
проектирования**

Редактор *Ю. В. Долгополова*
Художник переплета *Н. В. Зимиков*
Художественный редактор *Т. Ю. Теплицкая*
Технический редактор *Н. А. Минеева*
Корректор *Н. Д. Быкова*

ИБ № 1816

Сдано в набор 24.08.89. Подписано в печать 22.05.90. М-30872. Формат 60 × 88 1/16. Бумага офсетная № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 22,54. Усл. кр.-отт. 22,54. Уч.-изд. л. 24,94. Тираж 6 000 экз. Заказ 1588. Цена 1 р. 60 к.

Энергоатомиздат. Ленинградское отделение. 191065, Ленинград, Д-65, Марсово поле, 1.

Ленинградская типография № 4 ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Государственного комитета СССР по печати. 191126, Ленинград, Социалистическая ул., 14.

